

Capitolo 12

Strumenti di misura

12.1 Introduzione

Questo capitolo è dedicato agli strumenti che si utilizzano alle frequenze delle microonde. In questo intervallo di frequenze si effettuano tipicamente misure di parametri di scattering, misure di spettro, e misure di potenza. Gli strumenti con cui si effettuano queste misure sono, rispettivamente, gli analizzatori di reti, gli analizzatori di spettro e i misuratori di potenza. In questo capitolo, quindi verranno descritti inizialmente gli analizzatori di reti: scalari, vettoriali e con reti a sei porte, nel seguito sono trattati gli analizzatori di spettro, il capitolo si chiude con la descrizione dei misuratori di potenza.

12.2 Analizzatori di reti

Nello studio dei circuiti a microonde sono stati definiti dei parametri scalari (accoppiamento, attenuazione, guadagni etc.) e vettoriali (parametri di scattering, impedenze etc.). Per la misura di tutti questi parametri si utilizza uno strumento detto analizzatore di reti (Network Analyzer).

Una classe di questi analizzatori è in grado di effettuare una misura dei soli parametri scalari (analizzatori scalari), un'altra classe è in grado di misurare sia i parametri scalari che quelli vettoriali (analizzatori vettoriali).

12.2.a Struttura dell'analizzatore di reti

La differenza essenziale tra l'analizzatore di reti scalare e quello vettoriale sta nel fatto che il primo, per valutare il parametro di interesse, misura l'ampiezza o la potenza dei segnali incidenti, riflessi e/o trasmessi alle porte della rete, mentre il secondo ne misura sia l'ampiezza che la fase. Entrambi sono costituiti essenzialmente da quattro sezioni: sezione di generazione del segnale, sezione di test, sezione di rivelazione, sezione di visualizzazione e controllo.

Lo schema a blocchi di un analizzatore di reti è riportato in Fig. 12.1. Il segnale all'uscita del generatore è inviato verso il dispositivo sotto test (DUT). Una frazione di questo segnale è prelevata (segnale incidente) ed insieme ad una frazione del segnale riflesso e trasmesso viene rivelata. I parametri di interesse estratti dai segnali rivelati sono poi visualizzati, in funzione della frequenza, su di un monitor.

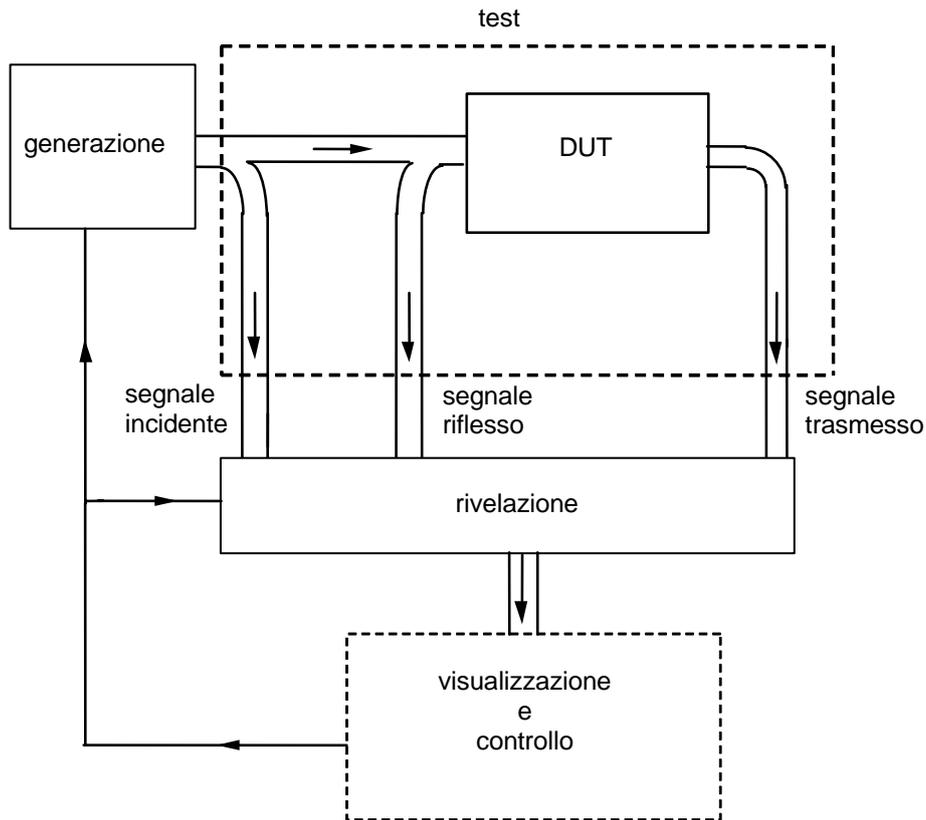


Fig. 12.1

Nell'ultima sezione è anche presente una parte di elettronica di bassa frequenza per il processamento dei segnali al fine di una loro rappresentazione in diversi formati e scale.

Sezione di generazione

La sezione di generazione deve fornire un segnale il più possibile stabile in fase ed in ampiezza con la possibilità di variare sia la frequenza che la potenza erogata. In alcuni casi è anche utile disporre di un segnale modulato in ampiezza. Per la generazione di questi segnali si utilizzano, tipicamente, oscillatori spazzolati o oscillatori sintetizzati.

Gli oscillatori spazzolati possono essere realizzati a partire da transistor controeazionati (par. 11.8) utilizzando come elemento di sintonia un risonatore YIG (par. 11.8.a). Con questo tipo di oscillatori è possibile variare la frequenza delle oscillazioni con continuità all'interno di intervalli anche maggiori di 2 ottave (Es. 2 – 8 GHz). Tuttavia, come evidenziato in precedenza (v. par. 5.4.c), i YIG lavorano a partire da qualche GHz e quindi si pone il problema della generazione delle basse frequenze.

Un'altra possibilità per realizzare un oscillatore a frequenza variabile è quella di utilizzare delle tecniche di sintesi in frequenza (oscillatori sintetizzati); in questo caso le frequenze sono generate a step discreti a partire da un oscillatore (in genere al quarzo) estremamente stabile. Gli oscillatori sintetizzati hanno costi superiori rispetto a quelli spazzolati ma la loro stabilità in frequenza è più alta.

Sia gli oscillatori spazzolati che quelli sintetizzati possono presentare delle instabilità nell'ampiezza delle oscillazioni. Per ovviare a questo inconveniente si aggiungono all'oscillatore delle opportune reti di stabilizzazione in ampiezza.

Oscillatori spazzolati

Un possibile schema di oscillatore spazzolato realizzato con un MESFET ed un YIG è riportato nel paragrafo 11.8.a (Fig. 11.21). Poiché, come detto, questi oscillatori operano a frequenze superiori a qualche GHz, si deve aggiungere al circuito un'ulteriore sezione per la generazione delle frequenze più basse. Uno schema completo per la generazione di frequenze tra 0.01 e 8 GHz è riportato in Fig. 12.2.

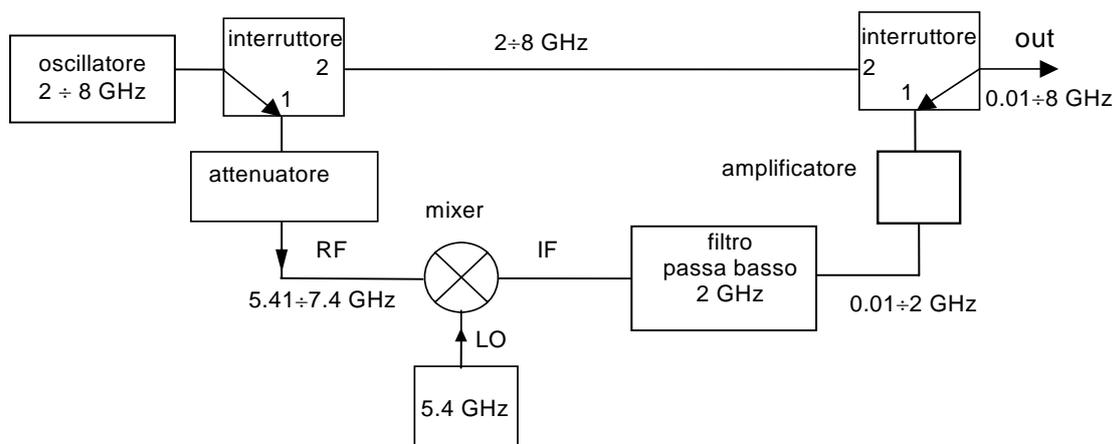


Fig. 12.2

Per coprire l'intervallo di frequenze tra 0.01 GHz e 2 GHz il segnale dell'oscillatore YIG viene sintonizzato tra 5.41 GHz e 7.4 GHz e mescolato in un mixer con il segnale proveniente da un oscillatore locale a 5.4 GHz; in uscita il segnale è inviato in un filtro passa basso con frequenza di taglio di 2 GHz ed, in seguito, amplificato. L'amplificatore si rende necessario in quanto l'ingresso del mixer è mantenuto ad un livello basso (tramite un attenuatore) per garantirne un funzionamento lineare, inoltre l'amplificatore deve compensare le perdite del mixer. In conclusione, con gli interruttori in posizione "1" il segnale in uscita varierà tra 0.01 e 2 GHz, mentre con gli interruttori in posizione "2" si copre la banda tra 2 e 8 GHz.

Un altro possibile schema per allargare verso il basso la banda di un oscillatore YIG è riportato in Fig. 12.3, in questo caso, per la generazione delle basse frequenze si utilizzano dei divisori di frequenza. Poiché i divisori sono usualmente realizzati con dei contatori digitali, la loro uscita è un'onda quadra e si devono aggiungere dei filtri per attenuare le armoniche. Un vantaggio nell'uso dei divisori per ottenere le basse frequenze, rispetto ad esempio all'uso di un altro generatore, sta nel fatto che si ottengono dei segnali con un basso rumore di fase. Il rumore di fase si riduce di $20 \log_{10}(2) = 6$ dB per ogni divisione per 2. In generale dividendo per N l'uscita di un VCO si ha: $SSCR_{dB} = SSCR_{VCO} - 20 \log_{10} N$ (v. par. 11.5).

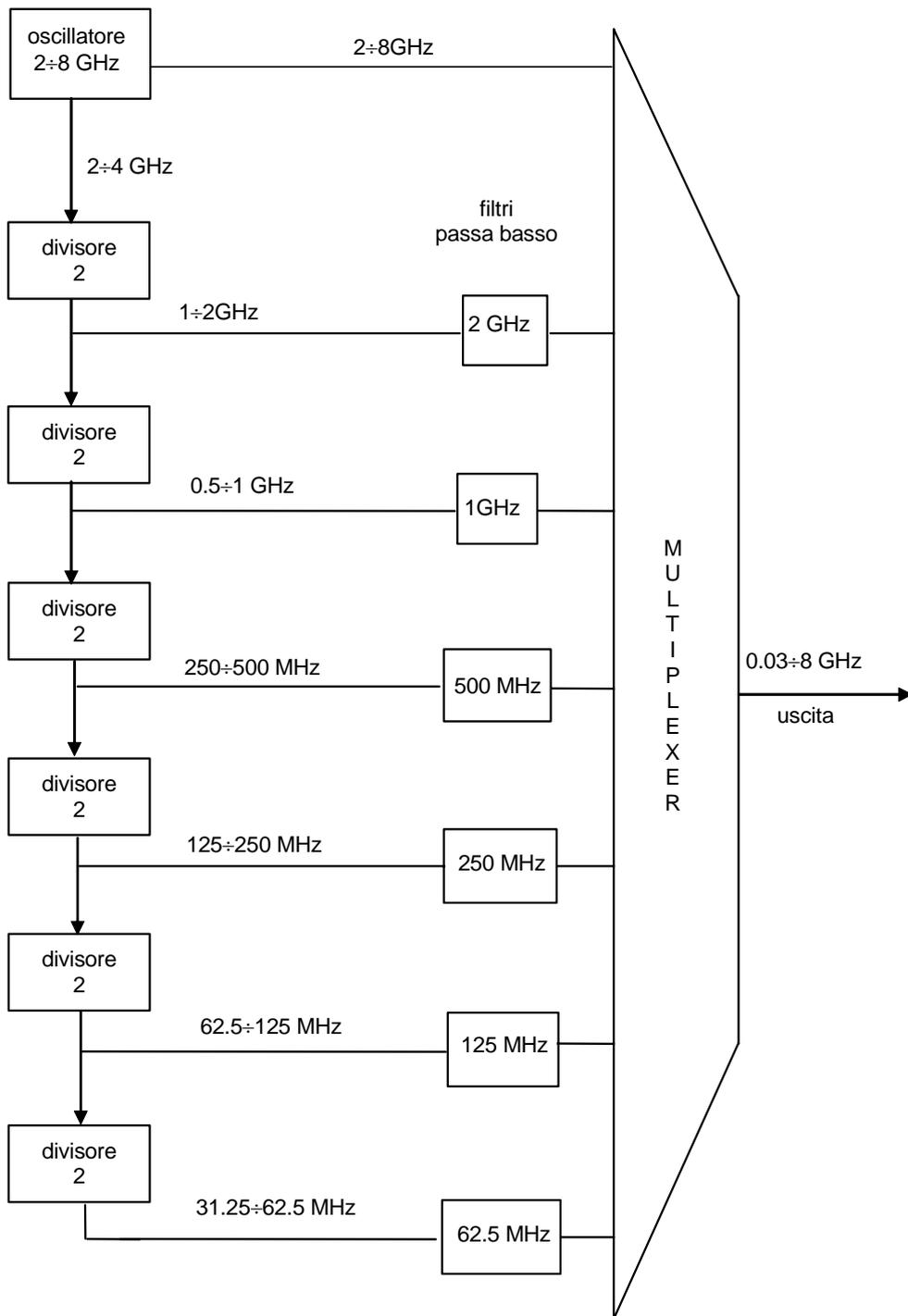


Fig. 12.3

Oscillatori sintetizzati

Per le tecniche di sintesi viene comunemente utilizzata la classificazione in sintesi indiretta e sintesi diretta.

La sintesi indiretta è nota anche con il nome di Phase-Locked-Loop (PLL) e consente di ottenere un'elevata stabilità in frequenza ed un notevole miglioramento nel rumore di fase della sorgente a microonde.

In Fig. 12.4 è mostrato il diagramma a blocchi di un oscillatore a sintesi indiretta.

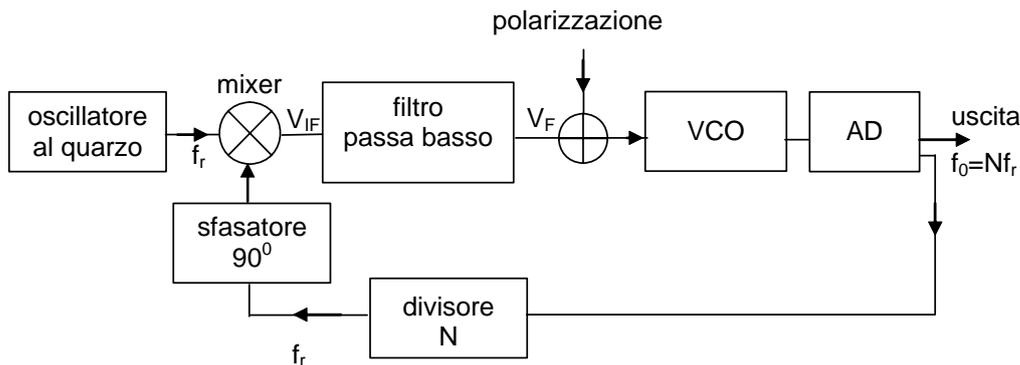


Fig. 12.4

L'uscita del VCO, realizzato ad esempio con un oscillatore YIG, è fissata, utilizzando la polarizzazione, al valore Nf_r . Una frazione dell'uscita è inviata in un divider per N . Al Mixer arriva il segnale di uscita del divider sfasato di 90° ed il segnale di un oscillatore al quarzo. Un'eventuale differenza di fase tra questi due segnali genera una tensione proporzionale all'angolo di fase (*). Questa tensione, tramite il sommatore, effettua un controllo fine della polarizzazione e quindi della frequenza generata dal VCO.

Un altro possibile schema per la sintesi indiretta è mostrato in Fig. 12.5. In questo schema una frazione del segnale di uscita del VCO è prelevata tramite un AD ed inviata ad un mixer armonico dove è mescolata con il segnale a frequenza f_r dell'oscillatore al quarzo(**). Il mescolamento dell' n -esima armonica dell'oscillatore al quarzo con il segnale RF genera un segnale di bassa frequenza all'uscita IF del mixer. Questo segnale è proporzionale alla differenza di fase dei due ingressi LO e RF. Il segnale d'uscita, filtrato passa basso, può essere quindi utilizzato per variare la polarizzazione del VCO e quindi correggere la frequenza di uscita.

(*) $V_{IF} = K V_0 \text{sen}(\omega_r t) V_R \text{sen}(\omega_r t + \varphi(t) + 90^\circ) = K_\varphi \text{sen}(\varphi(t)) - K_\varphi \cos(2\omega_r t + \varphi(t))$ e quindi

$V_F \cong K_\varphi \text{sen}(\varphi(t)) \cong K_\varphi \varphi(t)$ dove si è supposto $\varphi(t) \ll \pi/10$

(**) Nei mixer armonici si ha: $\omega_{IF} = |m \omega_0 - n \omega_R|$. Ad esempio con $f_r = 10$ GHz, $f_{IF} = 1$ GHz e $f_0 = 1$ GHz, si genera un segnale a f_{IF} dalle combinazioni della RF con la nona armonica ($m = 9$) dell'oscillatore locale.

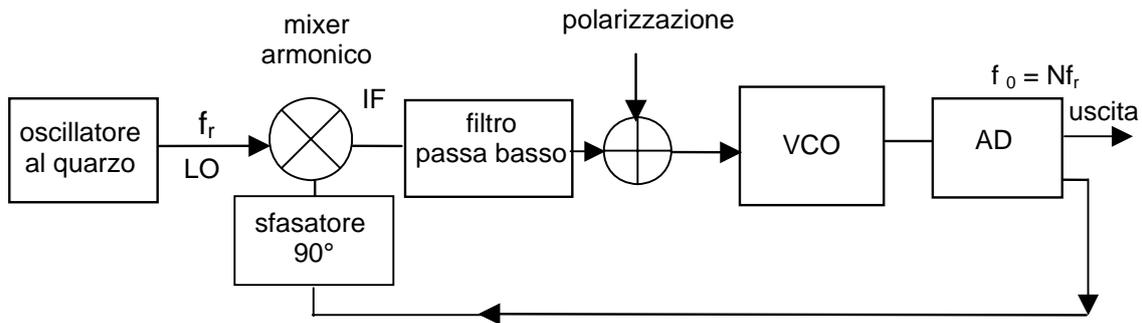


Fig. 12.5

Lo schema di Fig. 12.4 ha il vantaggio rispetto a quello riportato in Fig. 12.5 di effettuare il confronto di fase ad una frequenza più bassa ma ha l'inconveniente di dover utilizzare un divisore per N , di non semplice realizzazione alle frequenze delle microonde.

Con gli schemi mostrati in Fig. 12.4 e 12.5 possono essere ottenute frequenze di uscita che sono multipli esatti di quella di controllo di riferimento, quindi la risoluzione in frequenza è uguale alla frequenza di riferimento. Il rumore di fase della sorgente sintetizzata è uguale al rumore di fase della sorgente di riferimento moltiplicato per il quadrato del rapporto tra la frequenza usata e quella di riferimento ($SSCR_{dB} = SSCR_{QUARZO}(dB) + 20\text{Log}_{10}N$ (dB)).

Bisogna quindi trovare un compromesso tra la risoluzione in frequenza (che dovrebbe essere la più piccola possibile, quindi N grande), ed il rumore di fase (che dovrebbe essere il più piccolo possibile quindi N piccolo). Per superare questo inconveniente è possibile utilizzare un oscillatore a loop multipli come quello mostrato in Fig. 12.6.

In Figura, il blocco PD (rivelatore di fase) schematizza i blocchi sfasatore, mixer e filtro passa basso di Fig. 12.4. Con questo schema è possibile avere:

$f_0 = \left(N + \frac{P}{R}\right) f_r$ e quindi variare la frequenza a step di P/R . In questo modo si può mantenere f_r elevato ed avere una buona risoluzione in frequenza (con $P/R=0.1$ si riesce ad avere $Nf_r+0.1f_r$ etc...).

Nella sintesi diretta un'unica sorgente di riferimento a bassa frequenza (tipicamente un oscillatore al quarzo) viene utilizzata per generare, con operazioni di moltiplicazione, divisione, miscelazione e filtraggio, le frequenze a microonde in uscita. Nell'esempio mostrato in Fig. 12.7 il quarzo lavora a 10 MHz, con delle operazioni di moltiplicazione si ottengono delle uscite distanti 10 MHz (tra 10 e 10.000 MHz). Procedendo con divisioni, moltiplicazioni e filtraggi si possono ottenere anche le frequenze tra 1 e 9 MHz, infine con una ulteriore operazione di miscelazione è possibile ottenere tutte le frequenze tra 1 e 10.000 MHz a step di 1 MHz.

La tecnica di sintesi diretta ha il vantaggio di consentire velocità di spazzolatura maggiori rispetto alle tecniche indirette con il PLL. Infatti nella sintesi diretta le velocità sono limitate essenzialmente dalle velocità degli interruttori, viceversa nel PLL bisogna attendere il tempo di aggancio del loop. Tra gli svantaggi della sintesi diretta, c'è il grande numero di componenti da progettare (filtri, mixer con basse spurie ed alti isolamenti).

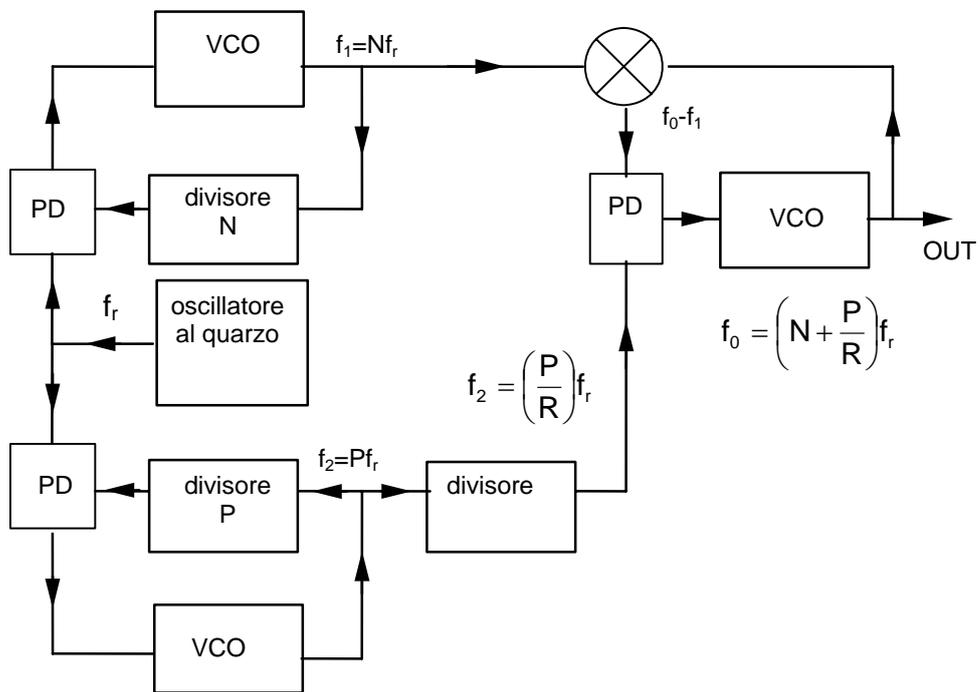


Fig. 12.6

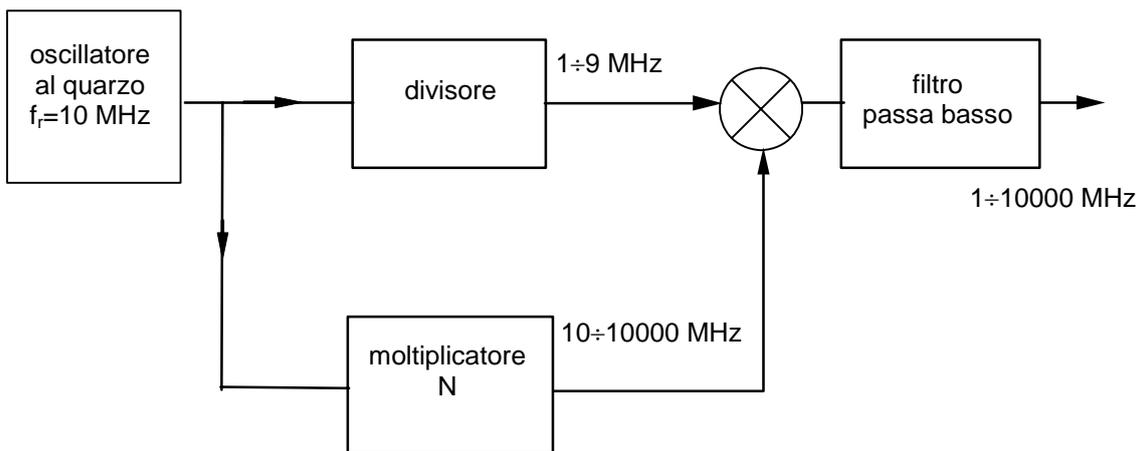


Fig. 12.7

Stabilizzazione dell'ampiezza delle oscillazioni

Per variare e stabilizzare l'ampiezza delle oscillazioni di un VCO, realizzato ad esempio con un YIG (par 11.8.a), si può utilizzare il controllo mostrato in Fig. 12.8.

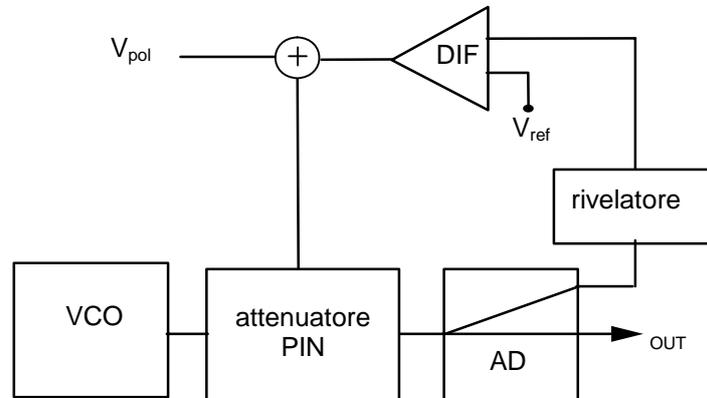


Fig. 12.8

L'accoppiatore direzionale (AD) è utilizzato per prelevare una frazione nota del segnale il quale viene poi rettificato ed inviato all'ingresso di un amplificatore differenziale (DIF) che lo confronta con un prefissato livello di riferimento (V_{ref}). L'uscita del DIF è utilizzata per modificare la tensione di polarizzazione di un attenuatore variabile a diodi PIN. Se l'ampiezza del segnale di uscita si sposta dal livello prefissato l'attenuatore interviene a ristabilire questo livello.

Se sono presenti dei disadattamenti in uscita, l'onda generata dalla riflessione del carico ritorna verso l'oscillatore YIG e, se questo non è ben adattato, viene ulteriormente riflessa. Con lo schema di Fig. 12.8 anche quest'onda è prelevata dall'AD e viene quindi livellata.

Sezione di test

La sezione di test svolge due funzioni: la prima è quella di prelevare una frazione nota del segnale incidente, la seconda funzione è quella di separare le onde incidenti e riflesse all'ingresso del DUT. Un semplice schema della sezione di test è riportato in Fig. 12.9.



Fig. 12.9

Nello schema di Fig. 12.9 è presente una sezione di prelievo e una di separazione ed un percorso per la misura della trasmissione. Con questo schema si possono effettuare misure in trasmissione e riflessione ma solo in un verso. Per misurare i quattro parametri di scattering di una rete due porte bisogna effettuare una rotazione manuale del DUT. Con l'aggiunta di una seconda sezione di separazione e di alcuni interruttori è possibile effettuare la misura dei quattro parametri di scattering del DUT senza bisogno di doverlo ruotare.

In Fig. 12.10 è riportato lo schema dettagliato della sezione di test di un analizzatore di reti di questo tipo. Quando gli interruttori sono posti nella posizione 1 il segnale arriva alla porta 1 del DUT, la sezione di prelievo estrae una frazione nota del segnale incidente, la sezione di separazione 1 una frazione del segnale riflesso e la sezione di separazione 2 una frazione del segnale trasmesso. In questo modo si possono valutare i parametri di scattering S_{11} e S_{21} del DUT. Per la misura di S_{22} e S_{12} si devono commutare gli interruttori nella posizione 2. Un inconveniente presente in questo schema è dovuto al fatto che i segnali incidenti, riflessi e trasmessi, compiono dei percorsi di lunghezza diversa prima di essere rivelati e si perde quindi l'informazione sulla fase. Per ovviare a questo problema si fa ricorso ad una linea di equalizzazione che aumenta il percorso del segnale incidente e lo rende uguale a quello del segnale trasmesso o riflesso. Con lo schema di Fig. 12.10 servono tre ricevitori per misurare i segnali. Se si sposta la sezione di prelievo dopo l'interruttore A servono due sezioni distinte di prelievo e quindi 4 ricevitori.

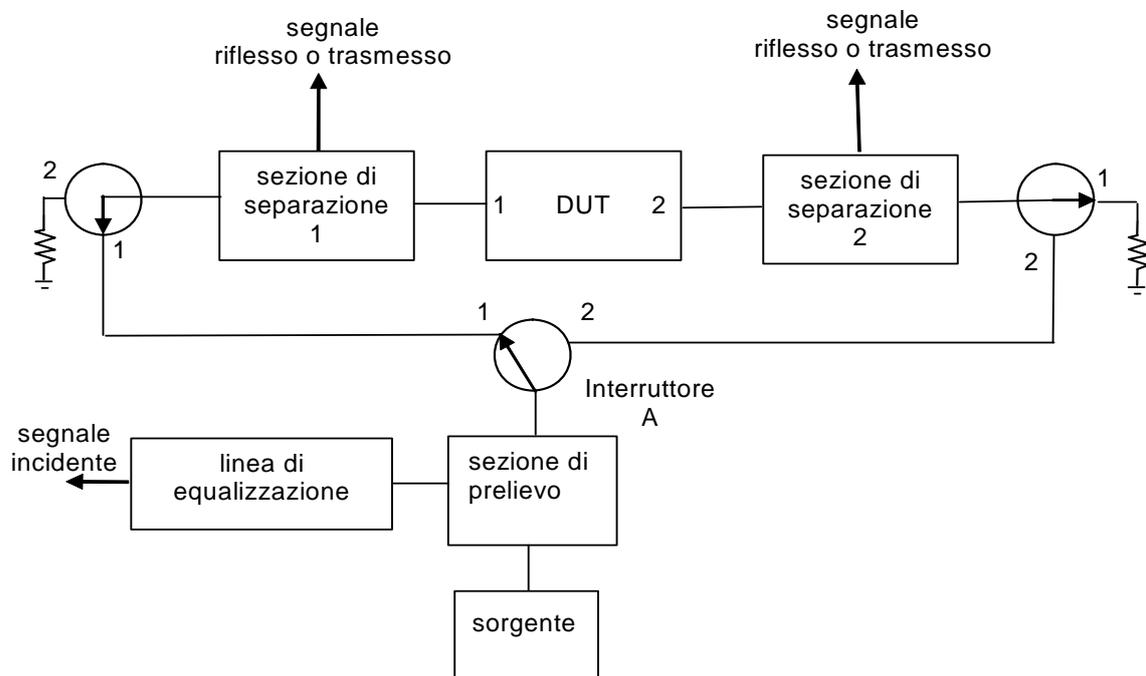


Fig. 12.10

Negli schemi di Fig. 12.9 e 12.10 il prelievo del segnale incidente può essere effettuato con un divisore resistivo o un accoppiatore direzionale.

Un possibile schema per un divisore resistivo è riportato in Fig. 12.11. Il divisore è realizzato con tre resistenze di valore $Z_0/3 = 50/3 \approx 16.6 \Omega$.

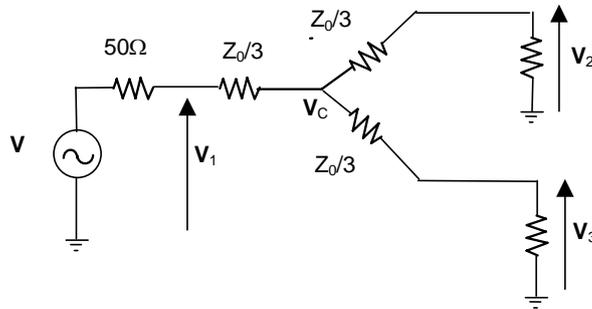


Fig. 12.11

Con lo schema di figura, se le porte 2 e 3 sono chiuse su 50Ω risulta $Z_{IN1} = 50 \Omega$. Poiché la rete è simmetrica questo risultato vale anche per tutte le altre porte. Inoltre, alimentando alla porta 1 con un generatore di tensione di ampiezza V si avrà :

$$V_1 = \frac{V}{2} \quad (12.1)$$

La tensione al centro della giunzione V_c è data da:

$$V_c = \frac{2}{3} V_1 \quad (12.2)$$

Per cui le tensioni di uscita ai nodi 2 e 3 saranno:

$$V_2 = V_3 = \frac{V_1}{2} \quad (12.3)$$

Quindi alimentando dalla porta 1 non si ha riflessione, $1/4$ di potenza va in 2 e $1/4$ va in 3 mentre la rimanente metà si dissipa nelle resistenze; quindi l'uscita in 2 e 3 è attenuata di 6 dB rispetto all'ingresso. Data la simmetria del componente anche alimentando da 2 l'uscita in 3 sarà attenuata di 6 dB; quindi il divisore resistivo non isola le porte 2 e 3 come accadeva per il Wilkinson (v. par. 5.6). Per isolare le porte 2 e 3 ed evitare che il segnale riflesso dal DUT possa combinarsi con quello incidente si può inserire un isolatore (v. par 5.7) in serie alla porta che alimenta il DUT.

Per il prelievo del segnale incidente si possono anche utilizzare dei divisori Wilkinson o degli accoppiatori direzionali (v. par. 5.5). Per avere dei comportamenti costanti su ampie bande di frequenza gli AD che si utilizzano sono in generale del tipo distribuito (v. par. 5.5.c). Gli AD distribuiti hanno perdite molto basse e buona direttività ma le loro prestazioni degradano alle basse frequenze.

La separazione tra il segnale incidente e quello riflesso all'ingresso del DUT può essere effettuata con AD distribuiti o con dei ponti resistivi.

Le proprietà degli AD sono già state enunciate, per quel che riguarda i ponti resistivi il loro comportamento è simile a quello dei divisori resistivi (larga banda, alte perdite).

Il circuito di base di un AD a ponte è un ponte di Wheatstone realizzato con componenti adeguati per lavorare alle microonde. Un possibile schema per un ponte scalare è quello riportato in Fig. 12.12. Il balun in ingresso serve per pilotare in maniera bilanciata il ponte a partire da una sorgente sbilanciata.

Quando il ponte è bilanciato ($Z_x = 50 \Omega$), l'impedenza che si vede guardando nelle porte 1 o 2 è $Z_0 = 50 \Omega$; inoltre la tensione ai capi del detector (V_d) è uguale a zero. Se $Z_x \neq 50 \Omega$ si determina uno sbilanciamento e quindi una tensione sul detector. Scrivendo le equazioni alle maglie del circuito di Fig. 12.12 riportato in forma semplificata in Fig. 12.13 si ottiene:

$$V_G = Z_0(I_1 + I_2) + Z_0(I_1 - I_3) + Z_0 I_1 = 3Z_0 I_1 + Z_0 I_2 - Z_0 I_3 \quad (12.4)$$

$$V_G = Z_0(I_1 + I_2) + Z_0(I_2 + I_3) + Z_x I_2 = Z_0 I_1 + Z_0 I_2 \left(2 + \frac{Z_x}{Z_0}\right) + Z_0 I_3 \quad (12.5)$$

$$0 = Z_0(-I_1 + I_3) + Z_0(I_2 + I_3) + Z_0 I_3 = -Z_0 I_1 + Z_0 I_2 + 3Z_0 I_3 \quad (12.6)$$

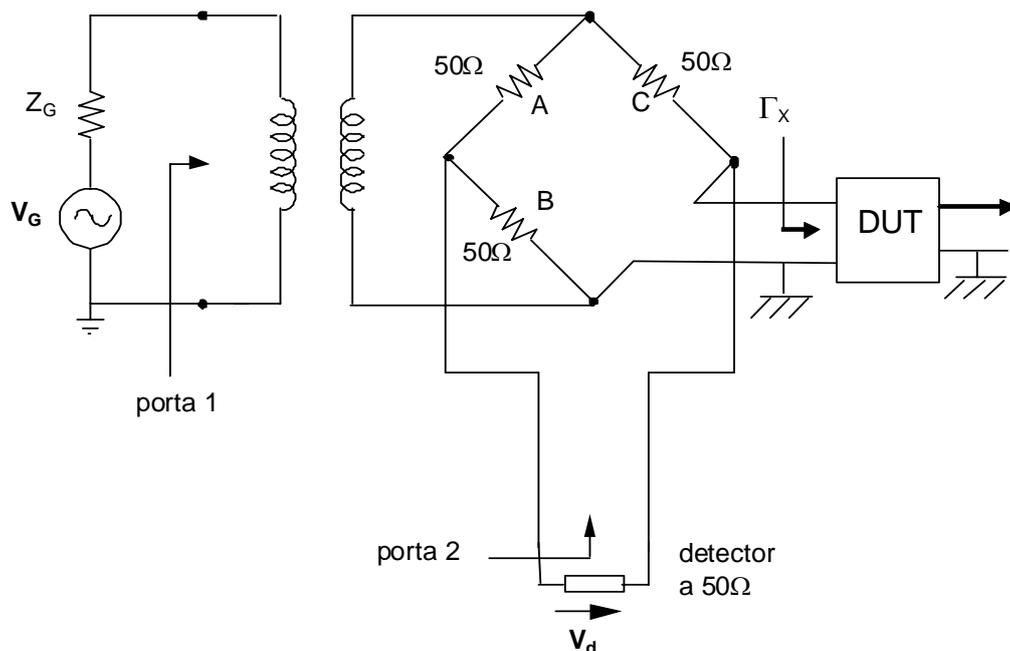


Fig. 12.12

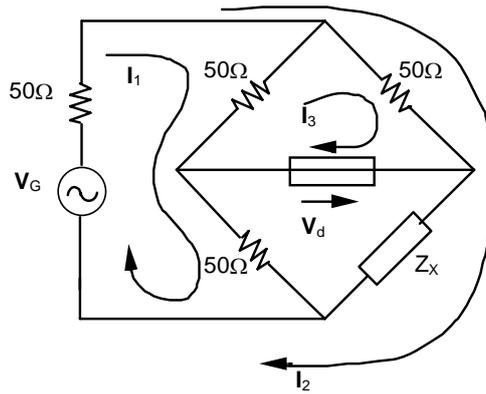


Fig. 12.13

Risolvendo rispetto ad I_3 si trova:

$$I_3 = \frac{V_G(Z_x - Z_0)}{8Z_0(Z_x + Z_0)}$$

e quindi:

$$V_d = Z_0 I_3 = \frac{V_G \cdot Z_0 \cdot (Z_x - Z_0)}{8Z_0(Z_x + Z_0)} = V_G \frac{\Gamma_x}{8} \quad (12.7)$$

In conclusione V_d è proporzionale a Γ_x . Se sulla diagonale di misura del ponte metto un diodo ottengo un segnale in continua proporzionale al modulo quadro di V_d :

$$V_{DC} \propto |V_d|^2 = \frac{|V_G|^2 |\Gamma_x|^2}{64} = \frac{|V_G|^2 P_R Z_0}{8 Z_0 P_1 8} = \frac{Z_0}{8} P_R \quad (12.8)$$

dove si è posto $|\Gamma_x|^2 = P_R / P_1$ e $P_1 = |V_G|^2 / (8 Z_0)$: Quindi l'uscita risulta proporzionale al modulo Γ_x ovvero alla potenza riflessa.

Il ponte vettoriale è simile a quello scalare solo che in questo caso il segnale V_d non viene direttamente convertito, ma viene prelevato ed inviato in un sistema di rivelazione vettoriale. E' importante che questo prelievo non alteri la simmetria e le impedenze del ponte; uno schema di ponte vettoriale a larga banda è mostrato in Fig. 12.14. Anche in questo caso alimentando dalla porta 1 risulta V_2 proporzionale a Γ_x mentre quando il segnale è trasmesso attraverso il DUT risulta $V_2 \propto V_3$.

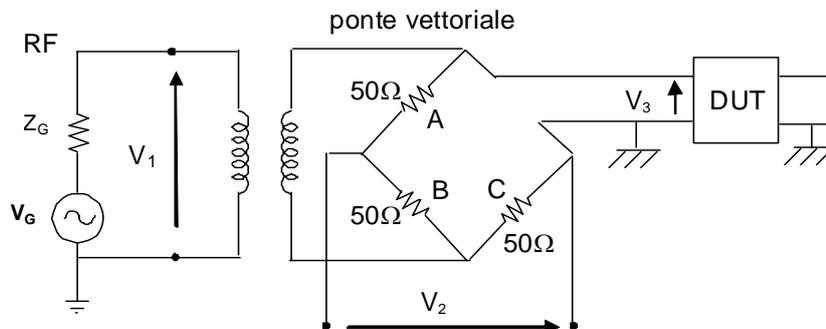


Fig. 12.14

Nei sistemi più economici le sezioni di prelievo e separazione sono spesso concentrate in un unico elemento. Un possibile schema è quello riportato in Fig. 12.15 costituito da due AD in coassiale.

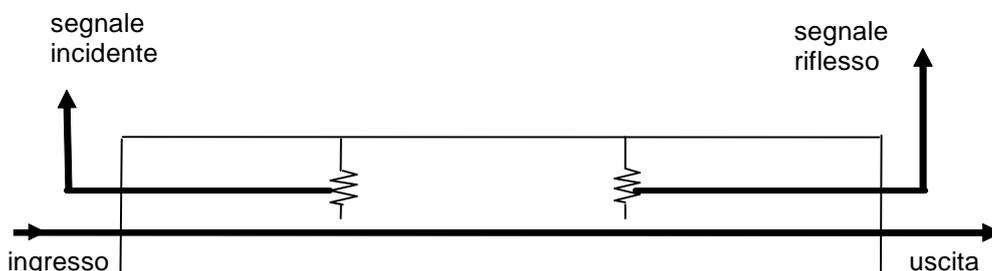


Fig. 12.15

Si preferisce utilizzare due AD distribuiti per migliorare l'isolamento ed inoltre, con questa configurazione, si possono avere anche due valori di accoppiamento diversi nelle due direzioni.

Sezione di rivelazione

Vi sono essenzialmente due tecniche per la rivelazione di un segnale a microonde: la rivelazione diretta e quella supereterodina.

Nella rivelazione diretta (v. par. 8.8) si utilizzano dei diodi (tipicamente Schottky) che convertono il segnale a RF (CW) ad essi applicato in un livello in continua proporzionale al quadrato dell'ampiezza del segnale stesso (rivelazione DC) ovvero, in presenza di un segnale a microonde modulato in ampiezza ad esempio con un segnale a 50 MHz il diodo estrae la modulazione (rivelazione AC). Questa tecnica è quella comunemente usata negli analizzatori di reti scalari (Fig. 12.16).

Dal rapporto tra il segnale ottenuto a partire dalla RF trasmessa o riflessa e quello ottenuto a partire dalla RF incidente è possibile risalire al modulo del parametro di scattering di interesse. I principali vantaggi della rivelazione diretta sono le ampie bande di frequenza (tipicamente tra 10 MHz e 30 GHz) e i bassi costi. Con la rivelazione DC si ottengono delle dinamiche di circa 50 dB (tra -70 dB_m e -20 dB_m).

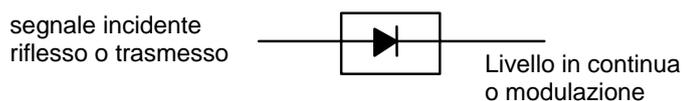


Fig. 12.16

La rivelazione AC elimina la continua dal segnale di uscita (che può causare drift nella polarizzazione) ed inoltre migliora la sensibilità del ricevitore riducendo l'effetto del rumore flicker (v. par. 8.8.c). Tuttavia la presenza della modulazione nel segnale incidente può creare dei problemi nella misura di alcuni dispositivi come ad esempio i filtri a banda stretta o gli amplificatori con un controllo automatico del guadagno.

Nella rivelazione supereterodina il segnale (CW) in ingresso viene traslato in frequenza, filtrato a banda stretta e poi rivelato. Questa tecnica è quella che si utilizza negli analizzatori vettoriali ovvero anche in analizzatori scalari di classe superiore. Un possibile schema è mostrato in Fig. 12.17.

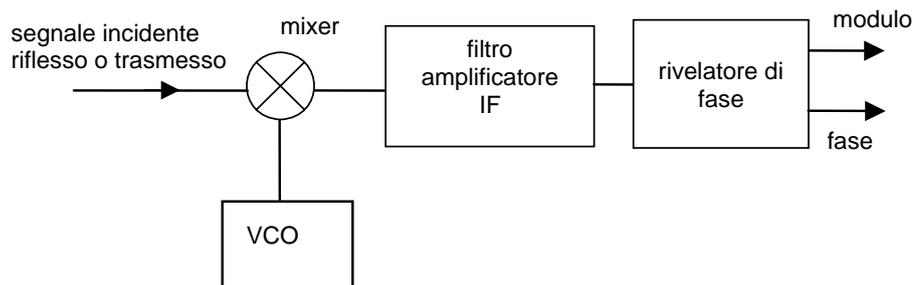


Fig. 12.17

Il segnale del VCO è a frequenza $f_S + f_{IF}$, dove f_S è la frequenza del segnale in ingresso e f_{IF} è la frequenza centrale del filtro (si dice che il VCO è agganciato alla RF in ingresso). Questo segnale è inviato in un mixer (v. par. 8.9) dove è confrontato con la RF (segnale incidente, riflesso o trasmesso) il segnale a frequenza intermedia in uscita è prima amplificato con un amplificatore a banda stretta e quindi rivelato in fase. Si noti che la conversione IF mantiene le relazioni di fase e di ampiezza del segnale originale. Per la rivelazione di fase i moderni analizzatori di reti utilizzano dei convertitori analogico-digitale seguiti da dei processori di segnali digitali (DSP). Con questa tecnica è possibile valutare il modulo e la fase del segnale incidente.

Nello schema di Fig. 12.17 possono essere utilizzati sia mixer convenzionali che mixer armonici (campionatori). Nel mixer convenzionale la RF di ingresso è confrontata con l'uscita del VCO mentre in quelli armonici il VCO è seguito da un generatore di armoniche per cui il segnale che passa attraverso il filtro è ottenuto dalla miscelazione della RF con una delle armoniche del VCO. Con i mixer convenzionali si ottengono sensibilità molto elevate fino a -120 dB_m . I mixer armonici hanno delle sensibilità leggermente inferiori, in quanto del rumore addizionale è trasferito nella banda IF da tutte le armoniche del segnale, ma sono più economici in quanto il VCO può coprire una banda di frequenze ridotta (lo spettro completo viene coperto con le sue armoniche).

12.2.b Analizzatore con rete a 6 porte

Come visto nel precedente paragrafo, per la valutazione dei parametri di scattering complessi è necessario effettuare due misure: modulo e fase o parte reale e parte immaginaria. Un metodo alternativo consiste nell'utilizzare una rete 6 porte con la quale è possibile misurare il parametro complesso semplicemente con delle misure di potenza. Un possibile schema per questo analizzatore è riportato in Fig. 12.18 (*).

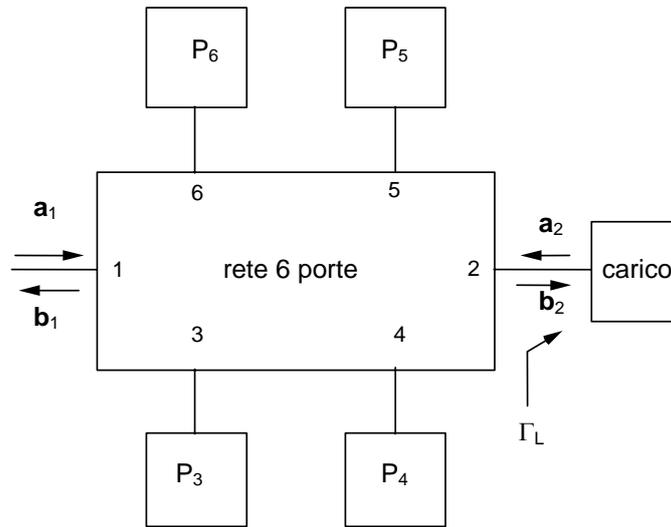


Fig. 12.18

La rete 6 porte è caratterizzata da una matrice di scattering 6x6. Se si suppone di porre alle porte 3, 4, 5, 6 di figura dei rivelatori quadratici adattati la rete 6 porte può essere vista come una rete due porte. Alle due bocche sono definite le 4 variabili \mathbf{a}_1 , \mathbf{b}_1 , \mathbf{a}_2 , \mathbf{b}_2 di cui solo 2 sono indipendenti. Se si suppone di scegliere, invece delle usuali \mathbf{a}_1 e \mathbf{a}_2 , le variabili \mathbf{a}_2 e \mathbf{b}_2 come variabili indipendenti la potenza rivelata alla generica porta sarà:

$$P_i = |\mathbf{M}_i \mathbf{a}_2 + \mathbf{N}_i \mathbf{b}_2|^2 \quad i=3,4,5,6, \quad (12.9)$$

Queste quattro equazioni possono essere ridotte a 3 prendendo la porta 6 come riferimento. Se si sceglie la rete 6 porte in maniera tale che la potenza incidente alla bocca 6 (P_6) sia dovuta soltanto all'onda \mathbf{b}_2 ($P_6 = |\mathbf{N}_6 \mathbf{b}_2|^2$) si ottiene:

$$\frac{P_i}{P_6} = \frac{|\mathbf{M}_i \mathbf{a}_2 + \mathbf{N}_i \mathbf{b}_2|^2}{|\mathbf{N}_6 \mathbf{b}_2|^2} = \frac{|\mathbf{M}_i \Gamma_L \mathbf{b}_2 + \mathbf{N}_i \mathbf{b}_2|^2}{|\mathbf{N}_6 \mathbf{b}_2|^2} = \left| \frac{\mathbf{M}_i}{\mathbf{N}_6} \right|^2 \left| \Gamma_L + \frac{\mathbf{N}_i}{\mathbf{M}_i} \right|^2 \quad (12.10)$$

dove si è posto $\mathbf{a}_2 = \Gamma_L \mathbf{b}_2$. Posto $c_i = -\mathbf{N}_i/\mathbf{M}_i$ si ha:

(*) G.F. Engen: Microwave Journal, vol. 21, 5, 1978,
G.F. Engen: IEEE Trans. on Mic. Theor. and Tech, vol. 25, 12, 1977.

$$p_i^2 = \frac{P_i}{P_6} \left| \frac{N_6}{M_i} \right|^2 = |\Gamma_L - c_i|^2 \quad i = 3, 4, 5 \quad (12.11)$$

Ognuna di queste equazioni definisce nel piano di Γ_L delle circonferenze di raggio r_i e centro Γ_i dati da:

$$\Gamma_i = c_i \quad (12.12)$$

$$r_i = p_i \quad (12.13)$$

Nelle Eqq. (12.10) e (12.11) tutti i termini sono noti o con misure o a partire dalla matrice di scattering della rete 6 porte. Riportando sulla carta di Smith le tre circonferenze si ottiene un grafico del tipo di quello mostrato in Fig. 12.19.

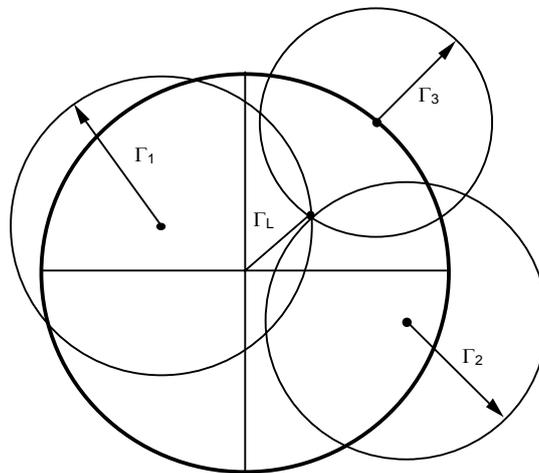


Fig. 12.19

Dall'intersezione delle tre circonferenze è possibile risalire al coefficiente di riflessione complesso del carico ad una assegnata frequenza. La necessità delle tre misure si comprende osservando che ogni misura di potenza (riferita alla misura di potenza alla porta 6) dà un'informazione sul modulo di Γ_L ma la fase è incognita e può variare tra 0 e 360° (tutti i punti di una circonferenza). Con due misure ottengo due circonferenze la cui intersezione individua Γ_L in modulo e fase. Poiché però sono in generale possibili due intersezioni tra due circonferenze si opera una terza misura per eliminare questa ambiguità.

Nella realtà l'intersezione delle tre circonferenze non sarà perfettamente in un punto e questo determina un errore nella misura che può essere minimizzato con una procedura di calibrazione.

Un esempio di rete 6 porte è riportato in Fig. 12.20. Questo schema utilizza degli AD a 90° e dei divisori di potenza.

Assumendo degli AD ideali e dei divisori ideali si ottiene per le matrici di scattering di questi componenti:

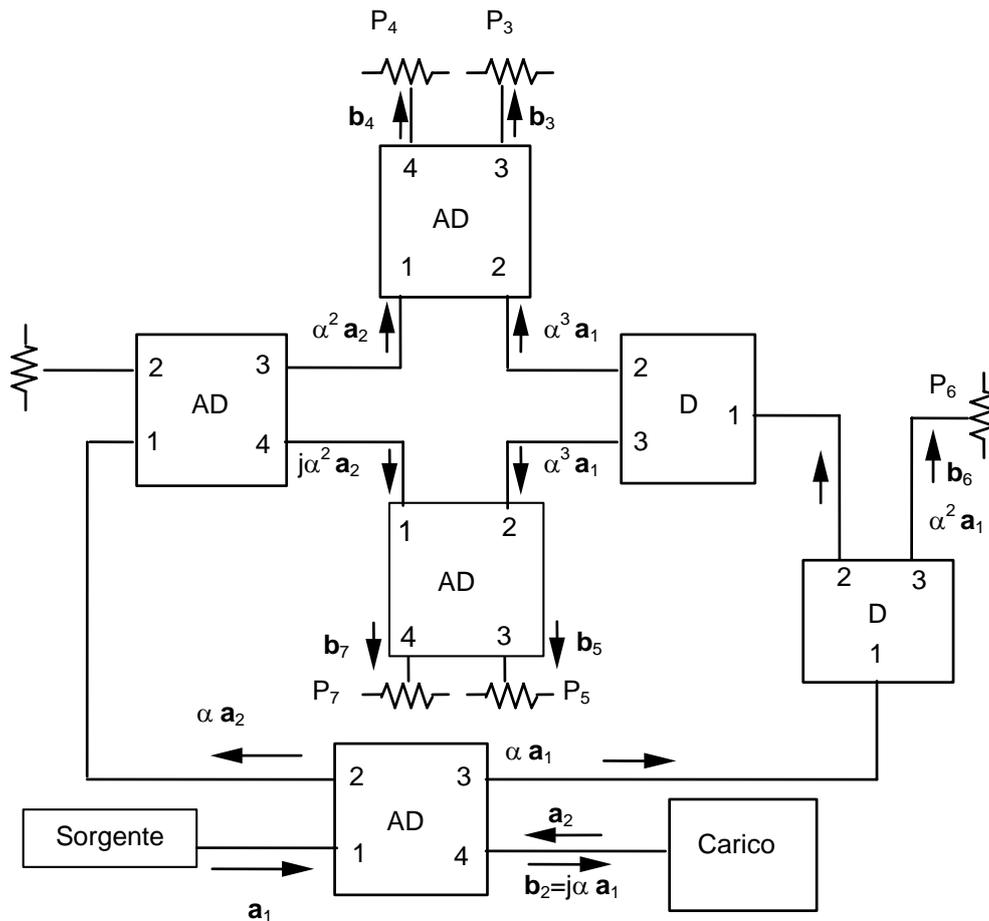


Fig. 12.20

$$S = \alpha \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12.14)$$

$$S = \alpha \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12.15)$$

dove $\alpha = 1/\sqrt{2}$, inoltre, rispetto a quanto riportato nel par. 5.6, sono stati traslati i piani di bocca del divisore di potenza in modo da eliminare il fattore moltiplicativo j davanti alla matrice.

Sulla base delle semplici relazioni di trasferimento ottenibili dalle (12.14)÷(12.15) si ottiene:

$$\begin{aligned}
\mathbf{b}_2 &= j\alpha \mathbf{a}_1 & \mathbf{b}_3 &= \alpha^3(j\alpha \mathbf{a}_1 + \mathbf{a}_2) = \alpha^3(\mathbf{b}_2 + \mathbf{a}_2) & \mathbf{b}_4 &= j\alpha^3(\mathbf{a}_2 - \mathbf{b}_2) \\
\mathbf{b}_5 &= \alpha^3(\mathbf{b}_2 + j\mathbf{a}_2) & \mathbf{b}_6 &= -j\alpha \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_7 &= -\alpha^3(j\mathbf{b}_2 + \mathbf{a}_2)
\end{aligned}
\tag{12.16}$$

e quindi in definitiva si ha:

$$\begin{aligned}
\frac{4P_3}{P_6} &= |\Gamma + 1|^2 & \frac{4P_4}{P_6} &= |\Gamma - 1|^2 \\
\frac{4P_5}{P_6} &= |\Gamma - j|^2 & \frac{4P_7}{P_6} &= |\Gamma + j|^2
\end{aligned}
\tag{12.17}$$

Con questa configurazione tutti i centri dei cerchi si trovano sul cerchio unitario nei punti $(\pm 1, 0)$, $(0, \pm 1)$.

Si noti che con lo schema di Fig. 12.20 si possono tracciare 4 circonferenze. Questo aumenta la precisione della misura a scapito però di un costo maggiore per la strumentazione.

Con lo schema mostrato si possono effettuare misure del coefficiente di riflessione di un carico e quindi anche del parametro S_{ii} di un componente ad N bocche chiudendo le altre bocche su carichi adattati. Per effettuare contemporaneamente la misura in riflessione (S_{ii}) ed in trasmissione (S_{ij}) si può utilizzare lo schema mostrato in Fig. 12.21.

I parametri di scattering complessi del DUT possono essere ottenuti a partire dalle potenze misurate alle uscite delle due reti 6 porte (*) .

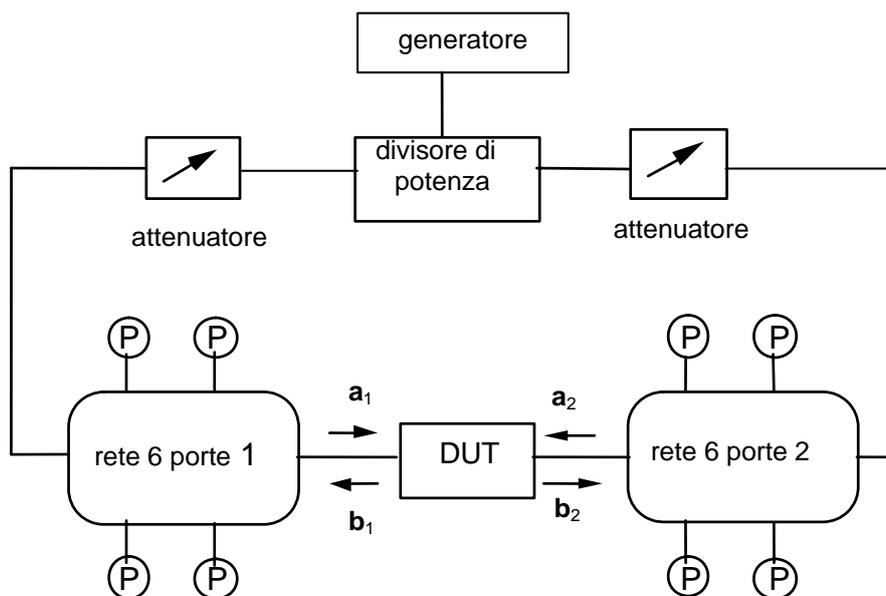


Fig. 12.21

(*) C.A. Hoer: IEEE Trans. on Mic. Theor. and Tech, vol. 25, 12, 1977.

12.3 Analizzatori di spettro

L'analizzatore di spettro è uno strumento che fornisce una rappresentazione del segnale in ingresso nel dominio della frequenza, diversamente da un oscilloscopio che ne fornisce una rappresentazione nel dominio del tempo.

Entrambi questi strumenti, per poter presentare sullo schermo un segnale stabile, hanno bisogno di un segnale in ingresso periodico. Il principale vantaggio dell'analizzatore di spettro è che con esso si raggiungono sensibilità dell'ordine del μV , superiori quindi a quelle dell'oscilloscopio (mV). Questo è dovuto al fatto che l'analizzatore di spettro, pur essendo in grado di coprire un intervallo di frequenze compreso, a seconda dei modelli, tra 10 kHz e 100 GHz, deve essere considerato uno strumento a banda stretta e quindi a basso rumore. Contrariamente l'oscilloscopio, essendo un dispositivo a larga banda, trova nel rumore la sua principale limitazione. In Fig. 12.22 è riportato lo schema a blocchi di un analizzatore di spettro.

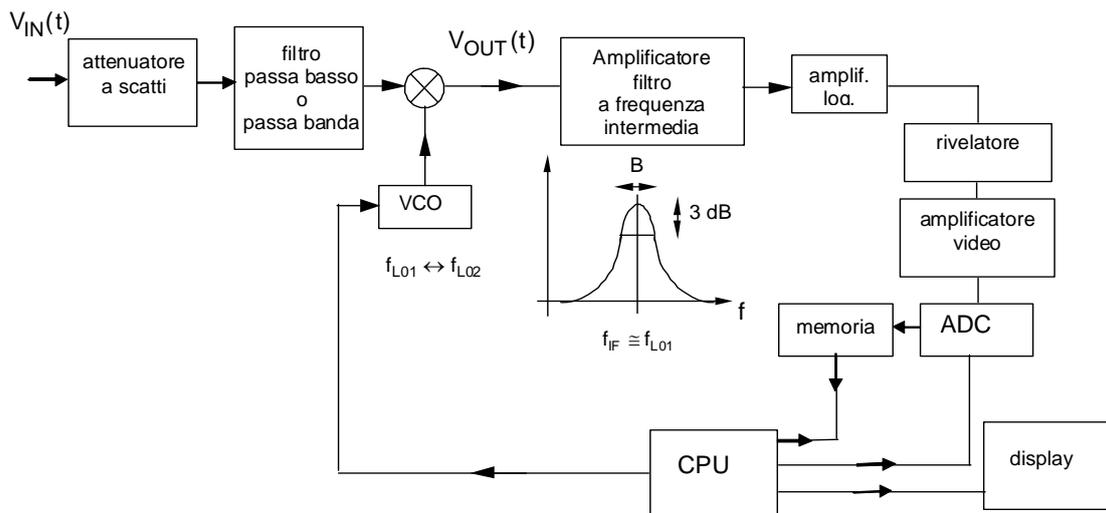


Fig. 12.22

L'analizzatore è costituito da un ricevitore supereterodina (mixer, oscillatore, filtro-amplificatore) che è sintonizzato in frequenza tramite un oscillatore a frequenza variabile (VCO). Il segnale all'uscita del ricevitore è inviato in un amplificatore logaritmico rivelato e poi ulteriormente amplificato (amplificatore video). Dopo l'amplificatore video è presente un convertitore analogico digitale (ADC) che campiona il segnale e lo invia ad una memoria. La CPU controlla il processo di campionamento, legge i dati dalla memoria e li prepara per la visualizzazione su uno schermo tipicamente LCD. La CPU svolge anche la funzione di controllo dell'oscillatore locale (VCO). Negli analizzatori di spettro di ultima generazione la conversione AD è spesso spostata subito dopo il mixer.

Lo studio dettagliato del funzionamento dell'analizzatore è fatto ipotizzando il segnale d'ingresso $V_{IN}(t)$ periodico e quindi esprimibile nel dominio della frequenza come una sommatoria di impulsi di Dirac a frequenze armoniche della frequenza fondamentale (f_0)

$$V_{IN}(f) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} V_i \delta(f - i \cdot f_0) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} V_i \delta(f - f_i) \quad (12.18)$$

Il modulo dello spettro di un possibile segnale con una banda di 6 GHz è mostrato in Fig. 12.23.

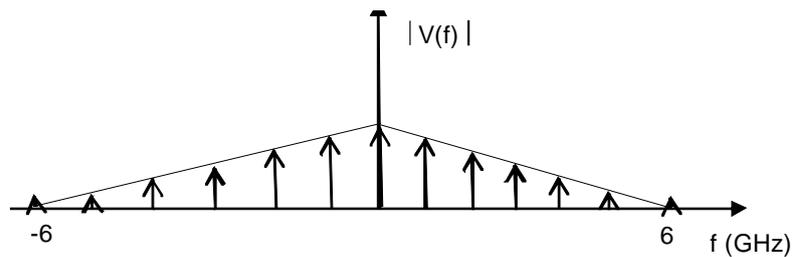


Fig. 12.23

In uscita al mixer (utilizzato come up-converter) ad un certo istante, è presente un segnale dato dal prodotto nel tempo tra $V_{IN}(t)$ e una sinusoida a frequenza f_{LO} e quindi in frequenza si ha la convoluzione tra la trasformata di Fourier della sinusoida e $V_{IN}(f)$ e quindi si ha:

$$V_{OUT}(f) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} V_i \delta(f - f_i - f_{LO}) \quad (12.19)$$

Il modulo dello spettro di uscita è mostrato in Fig. 12.24 per il caso $f_{LO} = 2$ GHz

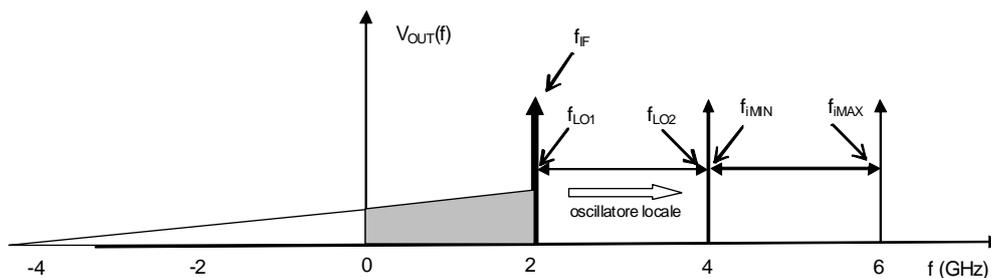


Fig. 12.24

Solo la componente del segnale di ingresso a frequenza f_i che differisce di f_{IF} dalla frequenza generata dall'oscillatore locale passa attraverso l'amplificatore IF e quindi si ha:

$$f_{LO} - f_i = f_{IF} \quad (12.20)$$

cioè

$$f_i = f_{LO} - f_{IF} \quad (12.21)$$

Supposto, a titolo di esempio, che $f_{IF} = 2$ GHz e che l'oscillatore locale sia sintonizzabile tra $f_{LO1} = 2$ GHz e $f_{LO2} = 4$ GHz si avranno, in uscita al ricevitore, i segnali compresi nella banda:

$$f_{iMIN} = f_{LO1} - f_{IF} = 2 \text{ GHz} - 2 \text{ GHz} = 0 \quad (12.22)$$

$$f_{iMAX} = f_{LO2} - f_{IF} = 4 \text{ GHz} - 2 \text{ GHz} = 2 \text{ GHz}$$

ossia $0 \leq f_i \leq 2$ GHz. Questo comportamento è anche mostrato in Fig. 12.24.

Si noti che avendo posto $f_{LO1} = f_{IF}$, quando l'oscillatore locale genera il segnale f_{LO1} questo può passare direttamente in uscita al mixer e quindi dentro il filtro IF e viene rivelato generando all'estremo sinistro dello schermo una riga detta "indicatore di frequenza zero" o "oscillatore locale passante". Questa riga è presente anche se il segnale di ingresso non contiene la continua, che in genere è eliminata con un filtro all'ingresso dell'analizzatore.

Il mixer visto finora si comporta come up-converter e quindi in uscita al mixer è presente il segnale (12.19). Tuttavia il mixer può operare anche come down-converter (per effetto della frequenza negativa della sinusoide generata dal VCO) e quindi in uscita si avrà anche il segnale (vedi Fig. 12.25):

$$V_{OUT}(f) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} V_i \delta(f - f_i + f_{LO}) \quad (12.23)$$

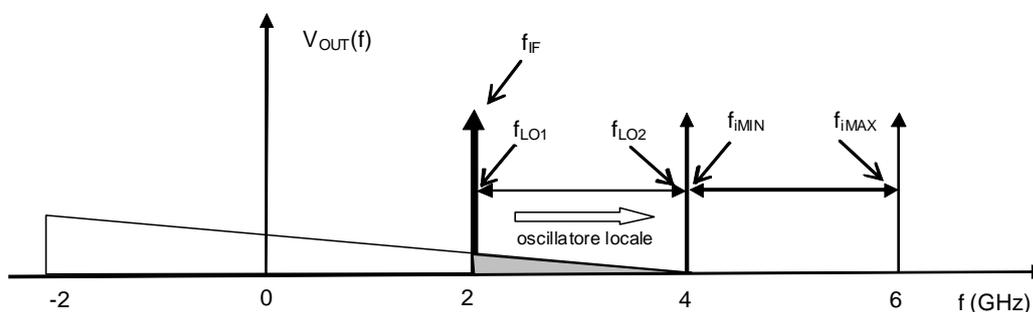


Fig. 12.25

In uscita al ricevitore si troveranno, quindi, anche i segnali per i quali:

$$f_i - f_{LO} = f_{IF} \quad (12.24)$$

cioè

$$f_i = f_{LO} + f_{IF} \quad (12.25)$$

Con riferimento ai dati dell'esempio, saranno rivelati i segnali compresi nella banda:

$$f_{iMIN} = f_{LO1} + f_{IF} = 2 \text{ GHz} + 2 \text{ GHz} = 4 \text{ GHz} \quad (12.26)$$

$$f_{iMAX} = f_{LO2} + f_{IF} = 4 \text{ GHz} + 2 \text{ GHz} = 6 \text{ GHz}$$

Questo comportamento è anche mostrato in Fig. 12.25.

Il comportamento dell'analizzatore di spettro può essere visualizzato su di un grafico (carta di accordo) il quale riporta in ascisse la frequenza dell'oscillatore locale ed in ordinate la frequenza del segnale di ingresso (Fig. 12.26.a). Gli andamenti riportati in figura si ottengono dalle equazioni (12.21) e (12.25).

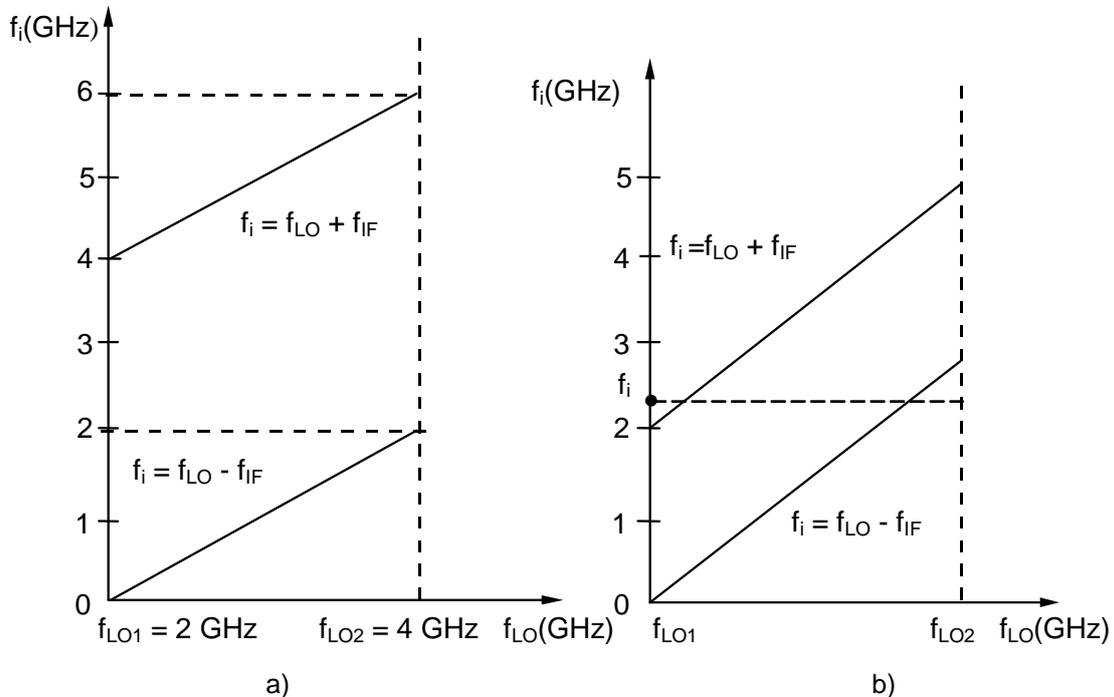


Fig. 12.26

La carta di accordo di Fig. 12.26.a mostra che più segnali in ingresso possono produrre la stessa uscita (sovrapposizione) (Es. 1 e 5 GHz in figura). Per ovviare a questo inconveniente si può inserire un filtro passa-basso, con una frequenza di taglio di 4 GHz, in ingresso all'analizzatore. In questo modo le componenti del segnale tra 4 e 6 GHz sono tagliate dal filtro e non danno contributi in uscita.

L'esempio visto (Fig. 12.26.a) rappresenta uno dei possibili andamenti per la carta di accordo. Un altro possibile andamento è mostrato in Fig. 12.26.b. Questo andamento si può ottenere o riducendo f_{IF} o aumentando f_{LO2} . In questo caso, ad alcune frequenze f_i corrispondono due diverse righe sullo schermo (risposta multipla).

Per ovviare a questo ulteriore inconveniente si deve progettare l'analizzatore affinché sia soddisfatta la disuguaglianza:

$$f_{LO2} - f_{IF} < f_{LO1} + f_{IF} \quad (12.27)$$

Poiché in generale si assume $f_{LO1} = f_{IF}$ si ha:

$$f_{LO2} < 3 f_{LO1} \quad (12.28)$$

ed inoltre:

$$f_{iMAX} = f_{LO2} - f_{IF} < 3f_{IF} - f_{IF} = 2f_{IF} \quad (12.29)$$

Questo risultato ci dice che con $f_{IF} = 2$ GHz e con un oscillatore locale variabile tra 2 e 6 GHz si potrebbero visualizzare segnali in ingresso compresi tra 0 e 4 GHz ($B = 2 f_{IF}$) e che, come visto in precedenza, per evitare sovrapposizioni basta filtrare il segnale in ingresso a partire da $f = 4$ GHz.

Tuttavia l'analisi condotta non tiene conto del fatto che il mixer non è ideale ed in particolare non presenta un isolamento infinito tra le porte RF ed IF. Per cui, quando in ingresso al mixer è presente un segnale a frequenza $f_i = f_{IF}$, una frazione di questo segnale attraversa il mixer e viene rivelata provocando un'uscita indesiderata. In conclusione, volendo evitare che i segnali a frequenza f_{IF} creino dei disturbi si mette in ingresso un filtro passa basso con frequenza di taglio pari a $0.8f_{IF}$ e quindi, con riferimento all'esempio, minore di 1.6 GHz in modo che il filtro presenti una elevata attenuazione a f_{IF} . In questo modo il mixer è in grado di trattare segnali fino a $f_{iMAX} \cong 0.8f_{IF}$

E' inoltre importante osservare che per una data f_{IF} non si riescono a realizzare filtri con una banda stretta a piacere^(*). Come si vedrà meglio nel seguito (par. 12.4.a) dalla banda dell'amplificatore dipende la risoluzione in frequenza dell'analizzatore di spettro in particolare, per avere buone risoluzioni, occorre avere un amplificatore con una banda la più stretta possibile. Per migliorare la risoluzione in frequenza si utilizza la tecnica delle conversioni multiple. Un possibile schema a doppia conversione, è mostrato in Fig. 12.27.

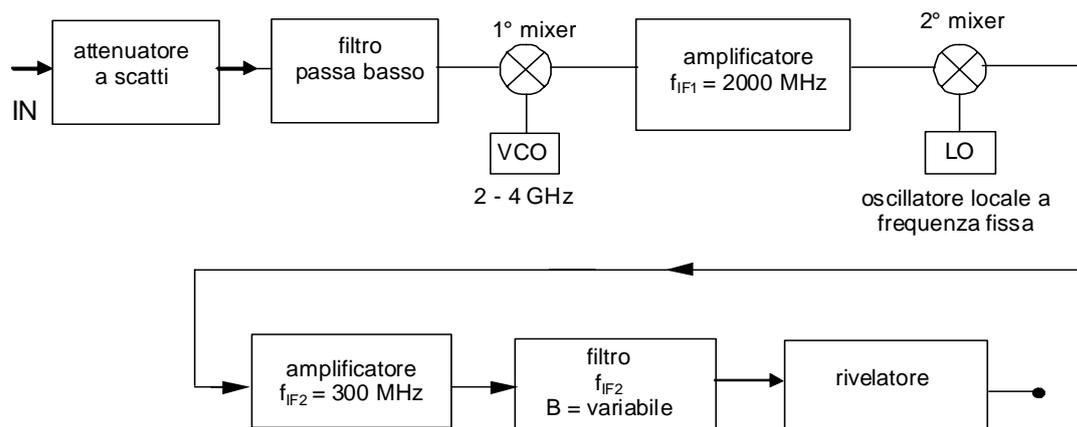


Fig. 12.27

Il primo amplificatore ha una frequenza centrale elevata ($f_{IF1} = 2$ GHz), e da questa dipende l'intervallo di frequenze che vengono visualizzate. Il segnale all'uscita dell'amplificatore viene inviato in un secondo mixer insieme a quello di un oscillatore locale a frequenza fissa ($f_{LO} = 1.7$ GHz) seguito da un amplificatore a banda stretta centrato intorno a $f_{IF} = 300$ MHz. Questo amplificatore è poi seguito da un filtro a banda variabile ad esempio tra 30 kHz e 30 MHz da cui dipende la risoluzione in frequenza dello strumento.

(*) La banda percentuale di un filtro ($\Delta f / f_0$) dipende dalla tecnologia con cui lo si realizza. Si ottengono valori del 10% con elementi concentrati, 1% con strutture planari, 0.1% con risonatori dielettrici, 0.01% con guide chiuse.

Come visto in precedenza se si vuole aumentare l'intervallo di frequenze visualizzabili con l'analizzatore si deve aumentare f_{IF} . Allo stesso risultato si può arrivare utilizzando un mixer armonico. Un possibile schema circuitale è mostrato in Fig. 12.28.

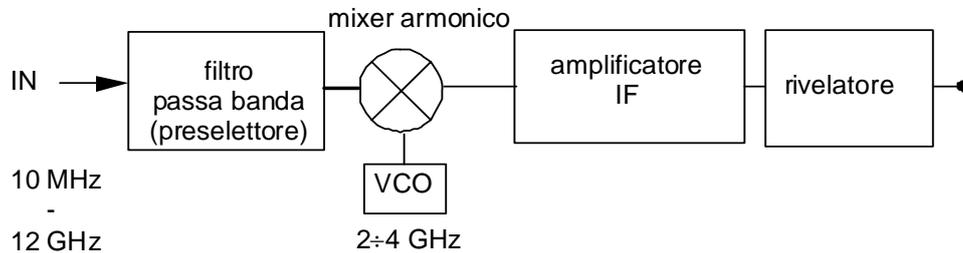


Fig. 12.28

La differenza essenziale rispetto allo schema precedente sta nella presenza del mixer armonico; si tratta di un tipo di mixer opportunamente progettato per fornire in uscita i segnali:

$$V_{OUT}(f) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} V_i \delta(f - f_i - n f_{LO}) \quad \text{con } n = 1, 2, \dots, N \quad (12.30)$$

$$V_{OUT}(f) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} V_i \delta(f - f_i + n f_{LO}) \quad \text{con } n = 1, 2, \dots, N \quad (12.31)$$

In questo modo sono prelevabili all'uscita dell'amplificatore (IF) quei segnali per cui:

$$f_i = n f_{LO} \pm f_{IF} \quad (12.32)$$

Ad esempio con f_{LO} variabile tra $f_{LO1} = 2$ GHz e $f_{LO2} = 4$ GHz e con $f_{IF} = 2$ GHz si hanno in uscita al ricevitore le frequenze riportate in Tab.1 (per $N=3$).

Quindi l'analizzatore di spettro risponde a segnali in ingresso che differiscono di f_{IF} dalla fondamentale ($n=1$), ma anche a quelli che differiscono della stessa quantità dalla 2^a, 3^a e successive armoniche. Questa situazione è mostrata nella carta di accordo riportata in Fig. 12.29.

Con il mixer armonico si estende notevolmente la banda delle frequenze visualizzabili ma si presenta il problema delle risposte multiple su armonica (sovrapposizione e sdoppiamento). Per ovviare a questo inconveniente si inserisce un filtro passa banda in ingresso (filtro preselettore in Fig. 12.28). Si tratta di un filtro accordabile la cui frequenza centrale viene variata in base al modo di funzionamento scelto. Se ad esempio si vuole lavorare sul modo 2⁺ la frequenza centrale della stop band del filtro di ingresso deve variare tra 6 e 10 GHz mentre l'oscillatore locale varia tra 2 e 4 GHz.

Tab. 1

n	nf_{LO}	$nf_{LO} \pm f_{IF}$	
1	2 - 4	0 - 2	1^-
		4 - 6	1^+
2	4 - 8	2 - 6	2^-
		6 - 10	2^+
3	6 - 12	4 - 10	3^-
		8 - 14	3^+

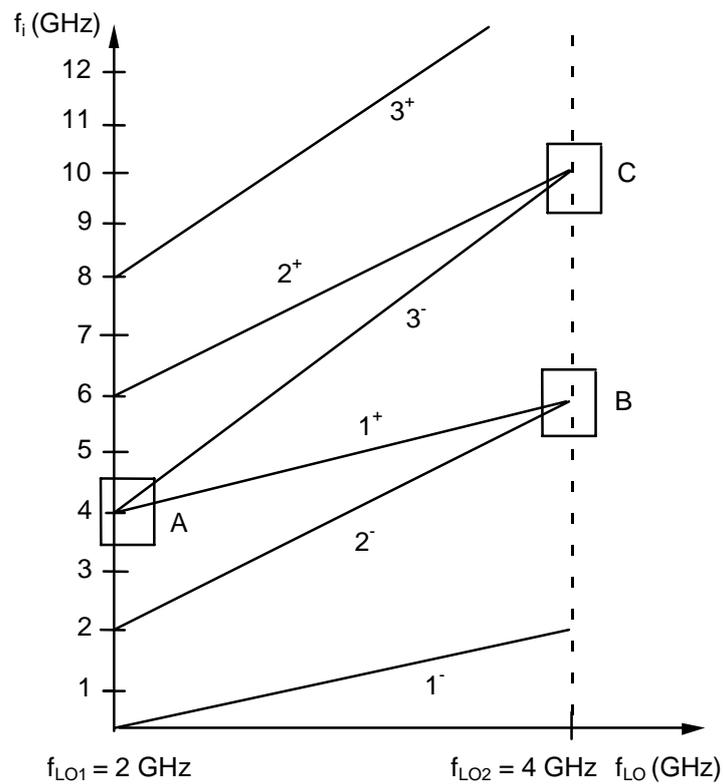


Fig. 12.29

Anche con questo accorgimento rimane qualche problema, in corrispondenza di zone della carta dei modi quali le A, B e C di Fig. 12.29, dovuto alla larghezza di banda non nulla del filtro di uscita. In particolare la

situazione che si presenta in regioni quali la A in Fig. 12.29 è descritta con maggiore dettaglio nella Fig. 12.30.

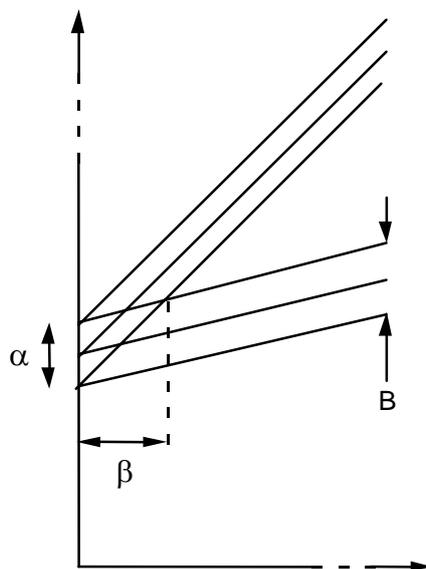


Fig. 12.30

Per effetto della larghezza di banda non nulla dell'amplificatore di uscita, si può avere una risposta multipla per segnali di ingresso compresi nella regione α (sdoppiamento) con uscite nella zona β . L'inconveniente si elimina cercando di non operare in queste regioni cioè andando a lavorare su altri modi.

12.3.a Parametri degli analizzatori di spettro

Per caratterizzare un analizzatore di spettro si introducono vari parametri discussi nel seguito.

Risoluzione

La risoluzione in frequenza rappresenta la capacità dell'analizzatore di spettro di presentare distinte sullo schermo due sinusoidi vicine in frequenza ed uguali in ampiezza.

Si noti che se si avesse in ingresso una sinusoide pura a frequenza f_0 l'analizzatore di spettro presenterebbe in uscita non una riga ma la curva di risposta dell'ultimo amplificatore (Fig. 12.31). Infatti, se il segnale a frequenza f_0 viene traslato al centro del filtro IF per un certo valore f_{LO} dell'oscillatore locale, una frazione di questo segnale arriva sul rivelatore anche quando l'oscillatore locale genera un segnale compreso tra $f_{LO}-(f_0-f_1)$ e $f_{LO}+(f_2-f_0)$ f_2 (vedi Fig. 12.31a).

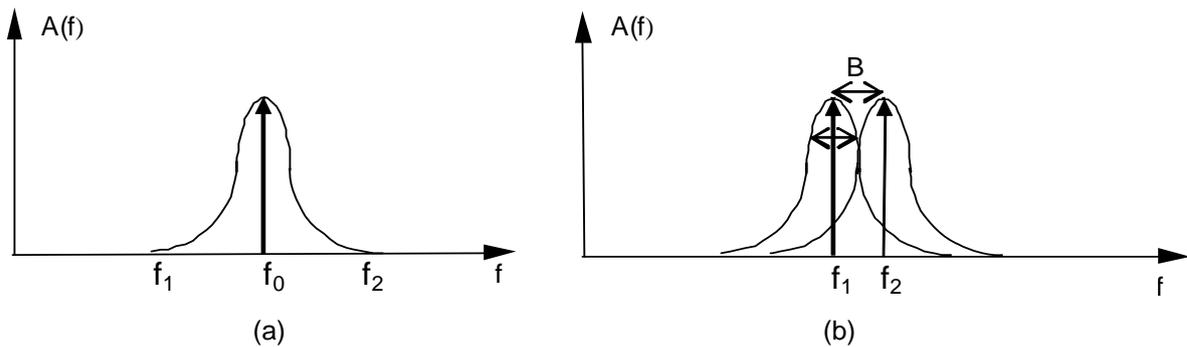


Fig. 12.31

Affinché due segnali sinusoidali risultino distinti devono essere distanziati in frequenza almeno della larghezza di banda B (a 3 dB) dell'ultimo amplificatore (vedi Fig. 12.31b). Per questo motivo, la risoluzione dipende dalla larghezza di banda B dell'amplificatore IF e, nel caso di conversioni multiple, dalla larghezza di banda B dell'ultimo stadio.

Gli analizzatori di spettro hanno la possibilità di variare da pannello la larghezza di banda del filtro posto prima del rivelatore e quindi la risoluzione con un comando hardware o software usualmente indicato come RBW (Resolution Band-Width).

Un altro parametro che influenza la risoluzione in frequenza dell'analizzatore di spettro è la selettività del filtro IF. La selettività (Q) di un filtro è definita come il rapporto tra la banda B_{adB} del filtro ad una attenuazione di 60 dB e la banda B_{3dB} del filtro a 3 dB (vedi Fig. 12.32.a).

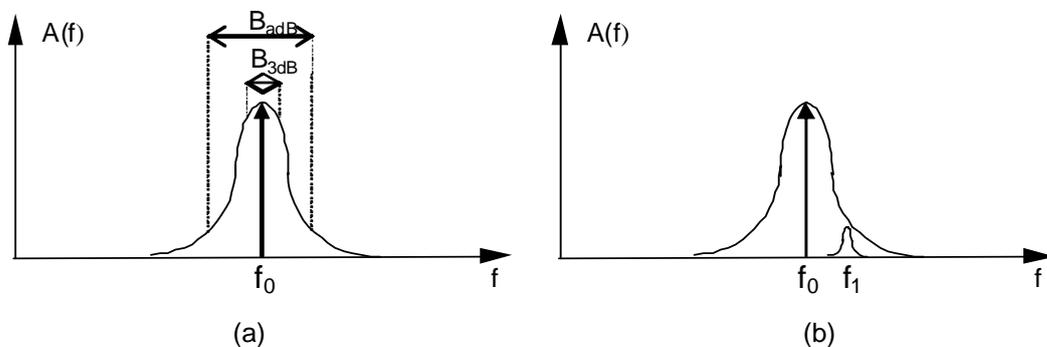


Fig. 12.32

Come si vede dalla Fig. 12.32.b, un segnale a frequenza f_1 ad una distanza da f_0 maggiore della banda a 3dB del filtro, non viene visualizzato a causa della selettività non infinita del filtro stesso. I valori di selettività dei filtri analogici variano tra 11 e 15, mentre con quelli digitali si può arrivare anche a 5. Questo è uno dei motivi che spinge verso l'uso di convertitori digitali subito dopo il mixer.

Si noti che la risoluzione dell'analizzatore dipende anche dalla stabilità in frequenza degli oscillatori locali utilizzati. Come si è visto in precedenza (par. 11.5), il rumore di fase determina un allargamento della riga dell'oscillatore [valutabile con il parametro SSCR (Eq. 11.37)].

Tempo di spazzolamento (sweep time)

In un analizzatore di spettro è anche possibile settare il tempo di scansione (sweep time). Se la scansione è troppo veloce l'uscita del filtro rischia di non andare a regime provocando una distorsione nel segnale di uscita. Questo comportamento è mostrato in Fig. 12.33.

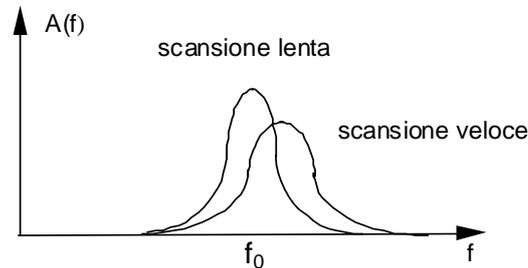


Fig. 12.33

Il tempo di risposta del filtro è dato da: $t_s = k/RBW$ mentre il tempo di permanenza della riga spettrale entro RBW è dato da: $t_{PERM} = RBW/(df/dt)$ dove $df/dt = \Delta f/t_{SWEEP}$ è la velocità di scansione in frequenza, Δf è l'intervallo di frequenze visualizzato e t_{SWEEP} il tempo di scansione dell'intervallo. Ovviamente dovrà essere: $t_{PERM} > t_s$ e quindi $RBW > (k/RBW) \cdot (df/dt)$. Da cui risulta:

$$t_{SWEEP} \geq \frac{K \Delta f}{RBW^2} \quad (12.33)$$

Questo tempo è scelto automaticamente dall'analizzatore di spettro al fine di rispettare la (12.33) ma può anche essere variato dall'operatore.

Sensibilità

La sensibilità è una misura della capacità dell'analizzatore di rivelare segnali di ampiezza ridotta.

La principale causa che limita la sensibilità dello strumento è il rumore che può essere quantificato tramite il fattore di rumore F del quale si richiama la definizione:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (12.34)$$

La sensibilità di un analizzatore è valutata nella condizione in cui la potenza disponibile del segnale in uscita eguaglia quella del rumore cioè:

$$S_o/N_o = 1 \quad (12.35)$$

Si può quindi dire che la sensibilità rappresenta la potenza del segnale di ingresso che dà luogo ad un segnale di uscita con la stessa potenza disponibile del rumore:

$$S = FN_i \quad (12.36)$$

dove:

$$N = \frac{\langle V_{ni}^2 \rangle}{4R} \quad (12.37)$$

con:

$$\langle V_{ni}^2 \rangle = 4kTRB \quad (12.38)$$

La (12.38) vale nel caso in cui la banda B dell'amplificatore è del tipo di Fig. 12.34.a, nei casi pratici la situazione è invece del tipo di Fig. 12.34.b.

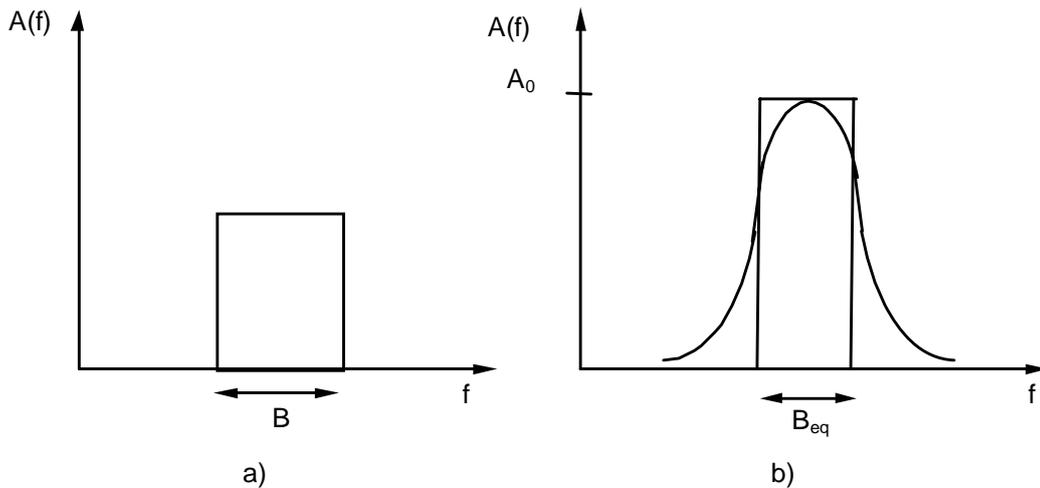


Fig. 12.34

L'amplificazione diminuisce gradualmente quando ci si sposta verso le estremità della banda. Nelle applicazioni pratiche si introduce una banda di rumore equivalente (B_{eq}) definita come la larghezza di banda della curva di risposta ideale (rettangolare) di ampiezza A_0 pari a quella massima della curva reale e tale che:

$$A_0^2 B_{eq} = \int_0^{\infty} A(f)^2 df \quad (12.39)$$

dove $A(f)$ è l'amplificazione in tensione del sistema.

Dalla (12.39) segue:

$$B_{eq} = \int_0^{\infty} \frac{A(f)^2}{A_0^2} df \quad (12.40)$$

Nei casi pratici risulta B_{eq} circa 1.2 B con B banda a 3 dB dell'amplificatore.

Con questa posizione la sensibilità diviene:

$$S = F k T B_{eq} \quad (12.41)$$

A temperatura ambiente, con $KT = -163$ dBm/Hz, si hanno valori di S tra -90 e -145 dBm.

Un modo per caratterizzare la sensibilità di un analizzatore di spettro è quello di fornire il livello di rumore medio visualizzato (displayed average noise level – DANL) che in base alla 12.41 sarà funzione della RBW. Si possono tracciare dei grafici che riportano il DANL in funzione della potenza in ingresso al mixer data dalla differenza tra la potenza del segnale di ingresso ed il livello di attenuazione introdotto dall'attenuatore a scatti. Un grafico di questo tipo è riportato in Fig. 12.35.

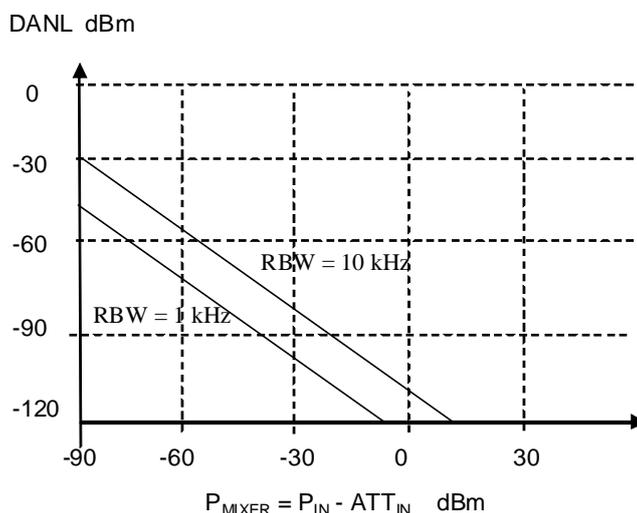


Fig. 12.35

Dal grafico di Fig. 12.35 si evince che per una assegnata RBW segnali sotto la curva del DANL non sono visualizzati in quanto coperti dal rumore.

Banda video

L'amplificatore video posto dopo il rivelatore filtra il segnale ed elimina il rumore casuale sovrapposto al segnale da visualizzare. E' possibile variare la banda di questo amplificatore con un comando VBW (Video Band-Width).

Distorsione

Un inconveniente presente negli analizzatori di spettro è dovuto al fatto che dal mixer non escono solo i segnali a frequenza $f_i = nf_{LO} \pm f_{IF}$ ma anche altri segnali a frequenze $mf_i = nf_{LO} \pm f_{IF}$ che sono dette spurie e che derivano dalle frequenze immagini, ricircolazioni e non linearità di ordine superiore del mixer (v. par. 8.9). Questo inconveniente, si può minimizzare utilizzando dei mixer con una buona reiezione delle spurie e lavorando con segnali di ingresso bassi rispetto al punto di compressione del mixer.

Tra le varie spurie generate quelle più dannose sono la prima armonica ($m = 2$) e al terza armonica ($m = 3$). La potenza di queste armoniche varia con la potenza in ingresso al mixer. In particolare, se la potenza del segnale in ingresso si riduce di 1 dB al potenza della seconda armonica si riduce di 2 dB (quindi 1 dB rispetto alla fondamentale) mentre quella della terza armonica si riduce di 3dB (quindi 2 dB rispetto alla fondamentale). Questo comportamento è mostrato in Fig. 12.36.

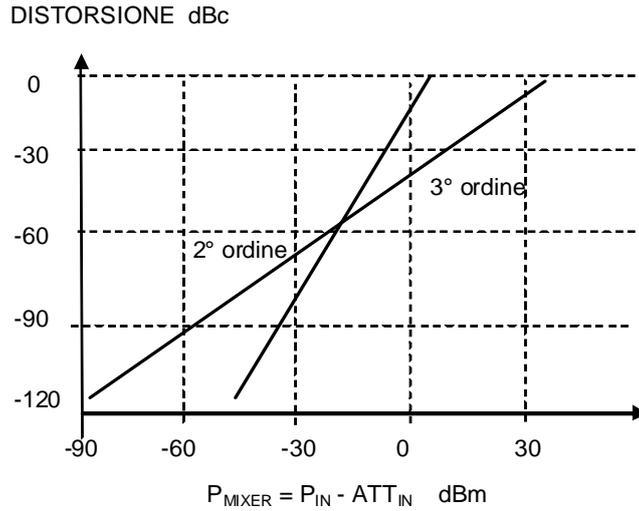


Fig. 12.36

La Fig. 12.36 mostra i livelli della seconda e terza armonica del segnale di ingresso che si producono per effetto delle distorsioni. Questi effetti sono minimizzati se si riduce la potenza in ingresso al mixer. Per questo motivo in ingresso all'analizzatore si trova sempre un attenuatore variabile (in genere a scatti) il cui effetto viene compensato dall'amplificatore IF.

Se si combinano i grafici di Fig. 12.35 e Fig. 12.36 si ottiene il grafico riportato in Fig. 12.37.

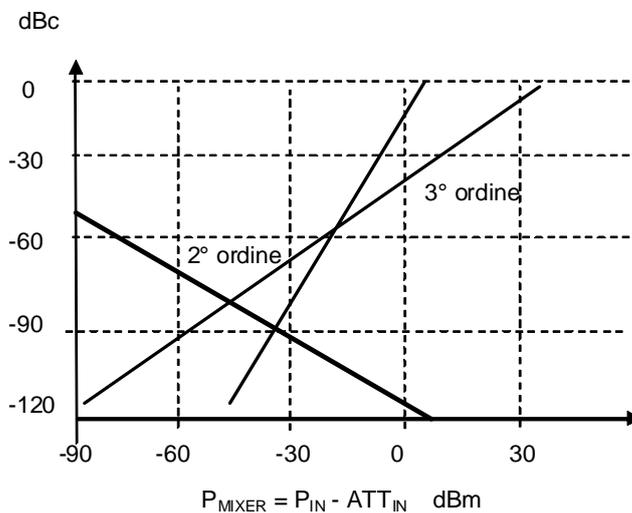


Fig. 12.37

Da questo grafico si evince che se si vogliono effettuare delle misure su di un segnale in ingresso ed in particolare valutare ad esempio le armoniche di questo segnale, occorre che le armoniche generate dal mixer siano sotto il DANL.

Monitor

La CPU dell'analizzatore di spettro che gestisce il processo di campionamento gestisce anche la visualizzazione dei dati. In particolare la

CPU gestisce la memoria video costituita da una matrice di MxN posizioni corrispondenti ai pixel dello schermo. La visualizzazione dello spettro sullo schermo viene realizzata con letture ripetute della memoria. Con questa tecnica (raster) è anche possibile riportare sullo schermo le scale e informazioni sulla configurazione dello strumento.

Asse orizzontale

Sull'asse orizzontale dello strumento sono riportate le frequenze che possono essere assegnate individuando la frequenza di inizio (start) e di fine (stop) della scansione ovvero assegnando al frequenza centrale (f_0) ed una banda simmetrica intorno a questa frequenza (frequency span Δf).

Esiste poi la modalità zero span nella quale il VCO è impostato su di una singola frequenza per cui in uscita si ha la rappresentazione nel dominio del tempo dell'involuppo del segnale. Ad esempio in presenza di una portante modulata in ampiezza se si seleziona una RBW che includa anche le bande laterali è possibile visualizzare la modulazione. Analogamente, in presenza di una portante modulata in frequenza (FM) posizionando f_{LO} sul fronte di salita del filtro IF è possibile visualizzare la modulante. Con alcuni analizzatori di spettro è poi anche possibile effettuare la trasformata di Fourier (FFT) del segnale modulato.

Asse verticale

La scala verticale può essere tarata in volt per divisione (V/div) o in dB per divisione (dB/div). In quest'ultimo caso usualmente il livello 0 dBm è posizionato sull'estremità alta dello schermo. La scala verticale può essere regolata per valori discreti o con continuità agendo sull'attenuatore variabile, posto all'ingresso dell'analizzatore, o sul guadagno degli amplificatori a frequenza intermedia.

Incertezza

Con l'analizzatore di spettro si possono effettuare sia misure di frequenza che di ampiezza.

L'incertezza delle misure di frequenza dipende dall'incertezza sul riferimento di frequenza (VCO). Questa incertezza ha un contributo iniziale più un contributo che dipende dal tempo trascorso dall'ultima taratura dello strumento. Altre cause di incertezza sono associate allo SPAN in frequenza, alla RBW, e ad altri fattori residui. In definitiva lo scarto massimo è dato da:

$$\delta f = \pm (\text{lettura} \times a + s\% \text{ SPAN in frequenza} + b\% \text{ di RBW} + r \text{ Hz}).$$

Per cui, se ad esempio $a = 1.3 \times 10^{-7}$, $s = 1$, $b=15$ e $r = 10$ se si misura un segnale di 2 GHz con uno SPAN di 400 kHz e una RBW = 3 kHz risulta:

$$\delta f = \pm [(2 \times 10^9) \times (1.3 \times 10^{-7}) + 1\% \times 400 \text{ kHz} + 15\% \text{ di } 3 \text{ kHz} + 10 \text{ Hz}]$$
$$= \pm (260 + 4000 + 450 + 10) = \pm 4720 \text{ Hz}$$

La misura si scrive: $f = (2.000.000,0 \pm 4,8) \text{ kHz}$.

Per quello che riguarda le misure di ampiezza, queste si dividono in misure assolute e misure relative.

Se ad esempio si deve misurare una distorsione armonica di un oscillatore, il valore della seconda o terza armonica va valutato relativamente

alla fondamentale. In questo caso le principali cause di errore sono la fedeltà di visualizzazione, la risposta in frequenza, l'attenuatore in ingresso, il livello di riferimento, la banda di risoluzione e la scala del monitor. Le prime due intervengono sempre mentre le altre quattro solo se si variano i rispettivi comandi in quanto, in caso contrario il loro effetto si elide. L'errore di fedeltà di visualizzazione dipende dall'accuratezza dell'amplificatore logaritmico, del detector e dei circuiti di digitalizzazione. L'errore di risposta in frequenza dipende dal fatto che la risposta in frequenza del ricevitore non sarà perfettamente piatta. Questo errore viene usualmente definito come $\pm x$ dB rispetto al valore centrale e quando si fanno misure relative va raddoppiato. Le altre cause di errore sono dovute alla risposta in frequenza non piatta dell'attenuatore e del filtro di ingresso, dal guadagno dell'amplificatore IF, dal fatto che variando la RBW varia anche la risposta del filtro e dal fatto che variando la scala di visualizzazione, ad esempio da 10 dB/div a 1 dB/div si introducono degli errori.

Per quel che riguarda le misure assolute di ampiezza, in realtà anche queste sono delle misure relative al segnale di calibrazione che è presente all'interno di tutti gli analizzatori di spettro. Questa sorgente fornisce un segnale di riferimento con assegnata frequenza ed ampiezza (ad esempio 300 MHz, -20 dBm). Quindi ci sarà una incertezza connessa all'accuratezza della sorgente di calibrazione. Inoltre, come ci si allontana da questo valore in frequenza o si varia l'ampiezza occorre tener conto di due ulteriori contributi di incertezza.

Un'altra importante causa di errore è il disadattamento tra la sorgente e l'ingresso dell'analizzatore. Questo disadattamento produce un errore dato da $E(\text{dB}) = -20 \log [1 \pm |\Gamma_S| |\Gamma_{ANA}|]$. Dove Γ_S e Γ_{ANA} sono i coefficienti di riflessione visti all'ingresso della sorgente e dell'analizzatore di spettro.

Ad esempio se si misura un segnale alla frequenza di 1 GHz con un'ampiezza di -30 dBm, in base ai parametri dell'analizzatore (attenuazione, RBW, SPAN, scale) si avrà ad esempio una incertezza di calibrazione pari a ± 0.54 dB a cui va aggiunta la risposta in frequenza ad esempio di ± 0.10 dB e risposta in ampiezza ± 0.16 dB. In questo modo si ottiene una incertezza di caso peggiore data da ± 1 dB = 12.2 % (si è trascurata l'incertezza di disadattamento).

Per cui la misura si scrive: $V = (1,00 \pm 0.13) \text{ mW}$

12.4 Misuratori di potenza

Nei sistemi a microonde è estremamente importante che ogni componente riceva in ingresso e fornisca in uscita il corretto livello di potenza. Livelli troppo bassi possono essere facilmente mascherati dal rumore mentre livelli troppo alti possono interessare le non linearità del componente e produrre distorsioni. Nel caso poi di comunicazioni radio si pone il problema da un lato di garantire dei livelli di densità di potenza superiori alla sensibilità dei comuni ricevitori (copertura), dall'altro di non superare i valori di densità di potenza riportati negli standard per la sicurezza della popolazione e dei lavoratori esposti (impatto ambientale). E' quindi importante poter misurare con precisione la potenza che viaggia lungo una linea e la densità di potenza in spazio libero. Per queste misure si utilizzano tipicamente tre diversi strumenti (Fig. 12.32): i misuratori di potenza (power meter) (a), i wattmetri (watt meter) (b), e i misuratori di radiazione (radiation monitor) (c).

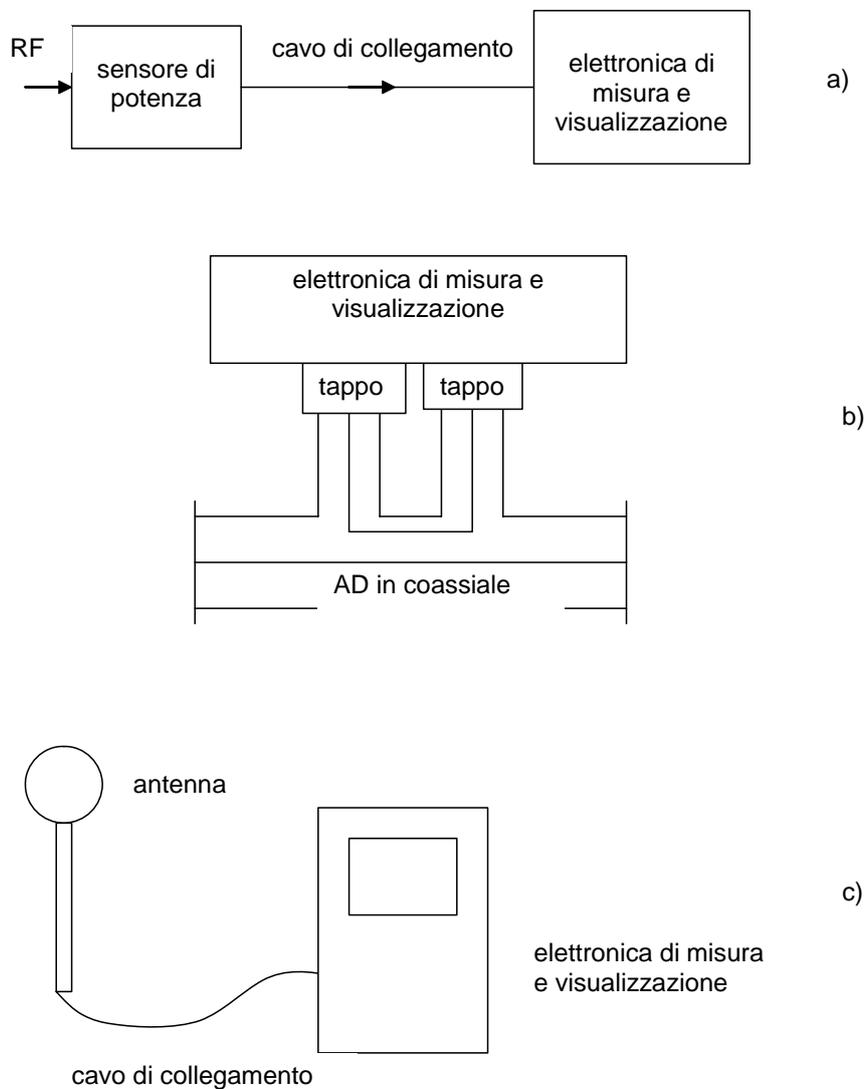


Fig. 12.32

I primi si dispongono usualmente alla fine della linea su cui viaggia il segnale a microonde, ovvero in derivazione dopo un accoppiatore direzionale, i secondi si dispongono in serie alla linea e sono attraversati dal segnale a radio frequenza sul quale effettuano la misura, i terzi si utilizzano per misurare il campo elettromagnetico in spazio libero.

I misuratori di potenza (Fig. 12.32.a) sono costituiti da tre sezioni distinte: il sensore, il cavo di collegamento, e l'elettronica di misura e visualizzazione. In questi misuratori si utilizzano tre tipi di sensori: i sensori a diodo Schottky, i bolometri e le termocoppie. Questi sensori sono montati ad un estremo della struttura guidante (cavo coassiale o guida d'onda) mentre l'altro estremo della guida costituisce l'ingresso dello strumento. Il segnale a bassa frequenza, all'uscita del sensore, passa attraverso il cavo di collegamento e giunge alla sezione di misura e visualizzazione. I wattmetri (Fig. 12.32.b) utilizzano un accoppiatore direzionale in cavo coassiale per prelevare una frazione nota del segnale incidente e riflesso che transita attraverso il cavo, il segnale viene rivelato con un sensore, in genere a diodo Schottky, montato all'interno di particolari "tappi" ottimizzati per lavorare in un opportuno intervallo di frequenze e con prefissati livelli di potenza. Anche in questi strumenti è poi presente una sezione di misura e visualizzazione. I misuratori di radiazione (Fig. 12.32.c) utilizzano dei sensori a diodo Schottky montati direttamente ai capi di un'antenna a dipolo corto. Il segnale di uscita in continua è trasferito con un cavo alla sezione di misura e visualizzazione.

Nel seguito verranno analizzati in dettaglio i diodi Schottky, i bolometri e le termocoppie, con particolare riferimento al loro montaggio all'interno del sensore. Il paragrafo si chiude con la descrizione delle antenne e dei sensori che si utilizzano nei misuratori di radiazione.

12.4.a Sensori a diodo Schottky

I sensori che utilizzano diodi Schottky (v. par. 7.6 e 8.8) forniscono in uscita una corrente (o tensione) in continua proporzionale alla potenza del segnale in ingresso. Un possibile schema per il montaggio del diodo è mostrato in Fig. 12.33.

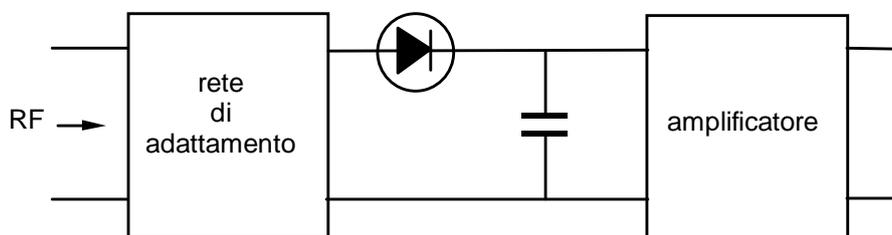


Fig. 12.33

La rete di ingresso serve ad adattare la resistenza del diodo Schottky alla linea RF a 50 Ω . Un possibile schema per questa rete è mostrato in Fig. 12.34.

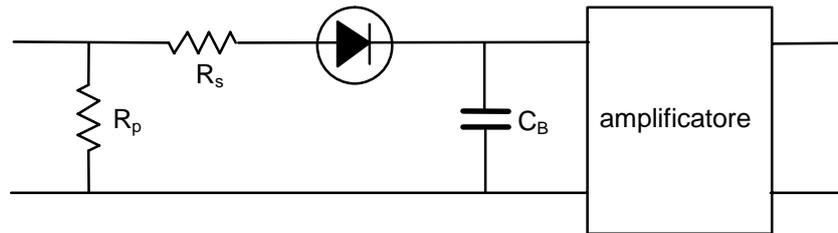


Fig. 12.34

Si noti che con questa configurazione si riesce ad ottenere un adattamento su una larga banda a spese però di una riduzione nella sensibilità del sensore a causa delle perdite nel partitore resistivo. Per altri versi questo è un vantaggio in quanto, in queste condizioni, il diodo è in grado di sopportare una maggiore potenza senza uscire di dinamica. Per l'adattamento, si potrebbe utilizzare anche un trasformatore a $\lambda/4$ che avrebbe perdite più basse, ma una banda più stretta.

Come detto in precedenza (v. par. 8.8) il comportamento del diodo è quasi lineare (tensione di uscita proporzionale alla potenza di ingresso) all'interno del suo range dinamico (-70 dBm ÷ -20 dBm; 0.1 nW ÷ 10 μ W). Poiché anche in questo range possono verificarsi dei piccoli scostamenti dalla linearità, per effettuare misure di elevata precisione si dispone, davanti al rivelatore, un attenuatore calibrato. Con questo nuovo schema la misura si effettua variando l'attenuazione fino a leggere all'uscita del diodo un prefissato valore (es. -10 dBm). In questo modo la potenza incidente può essere ricavata dalla lettura contemporanea dell'attenuazione introdotta e dell'uscita del diodo. Una caratteristica importante dei diodi Schottky, che semplifica notevolmente il progetto del sensore, è che possono funzionare anche in assenza di polarizzazione (v. par. 7.6).

Un problema che si presenta in questi rivelatori è che il segnale in continua all'uscita del diodo Schottky può assumere valori estremamente bassi (50 nV di uscita con 0.1 nW di ingresso). Per poter misurare e visualizzare segnali così bassi è richiesta un'operazione di amplificazione. Dati i bassi livelli in gioco non possono utilizzarsi dei semplici amplificatori in continua, per i quali il rumore introdotto potrebbe superare il segnale utile, ma si utilizzano dei campionatori (chopper) seguiti da amplificatori in alternata (a basso rumore) e circuiti di rivelazione. Un possibile schema è mostrato in Fig. 12.35.

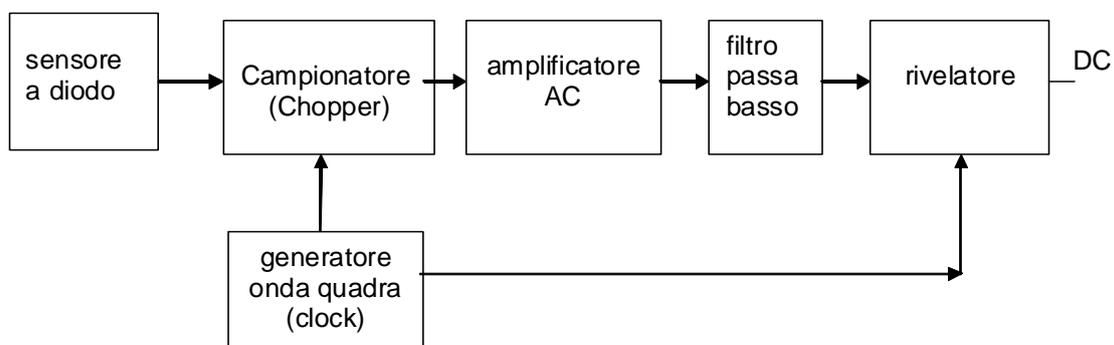


Fig. 12.35

Il campionatore converte il segnale in continua in un'onda quadra che viene prima amplificata e poi filtrata passa basso. Con un rivelazione sincronizzato con il segnale di clock si estrae un segnale in continua proporzionale a quello di ingresso ma con dei livelli più alti e quindi tali da poter pilotare direttamente la sezione di misura e visualizzazione.

12.4.b Bolometri

Esistono due tipi di bolometri: i varistori (barretters), costituiti da fili metallici e i termistori realizzati con semiconduttori. In entrambi questi sensori il campo a microonde dissipa la sua energia per effetto Joule sviluppando calore con un conseguente aumento di temperatura la quale, a sua volta, determina la variazione della resistenza del bolometro. Questa variazione viene misurata direttamente in bassa frequenza (o in continua) ad esempio con un ponte di Wheatstone. Con questi sensori si possono misurare potenze comprese tra -20 dBm e +10 dBm (10 μ W ÷ 10 mW).

Varistori

I varistori sono realizzati con un filo metallico molto sottile ($\phi = 0.01 \div 0.1$ mm) sorretto da due supporti che funzionano da connettori. Il tutto è contenuto in un bulbo di vetro in cui generalmente è fatto il vuoto (Fig. 12.36).

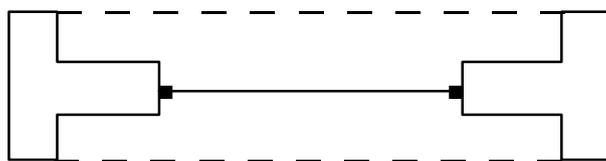


Fig. 12.36

Essendo questi dispositivi utilizzati nella tecnica delle microonde, la lunghezza del filo va opportunamente progettata al fine di minimizzare gli effetti parassiti di tipo induttivo.

Un parametro significativo per caratterizzare i barretters è la sensibilità DS (detector sensivity) che esprime la variazione di resistenza prodotta da una variazione di potenza:

$$DS = \frac{\Delta R}{\Delta P} \quad \left[\frac{\Omega}{\text{mW}} \right] \quad (12.42)$$

Valori tipici di DS per i barretters sono dell'ordine di 10 (Ω/mW).

Quando il campo EM incide sul varistore si determina una variazione della sua temperatura che nel tempo assume l'andamento mostrato in Fig. 12.37. Inizialmente lo scambio termico con l'ambiente è estremamente ridotto, tutta l'energia del campo EM è convertita in calore per cui la temperatura cresce linearmente nel tempo. Al crescere della temperatura interviene lo scambio con l'ambiente e l'andamento satura ad un valore costante.

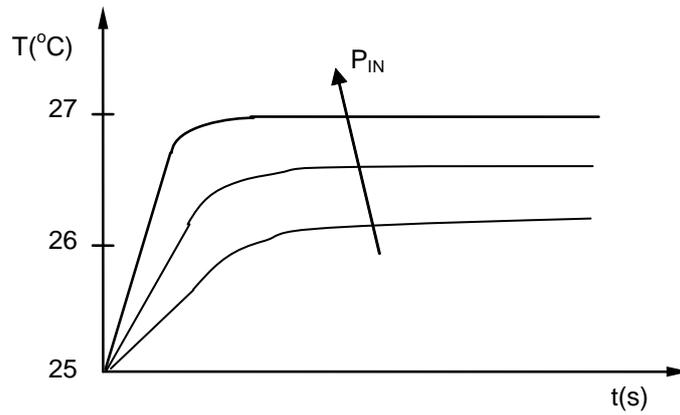


Fig. 12.37

Come evidenziato dal grafico, al crescere della potenza incidente cresce la pendenza iniziale delle curve e aumenta anche la temperatura di saturazione. In generale, il valore a regime è raggiunto con un ritardo (τ) che per i barretters assume valori dell'ordine di 0.1 msec. Si noti infine che, poiché il valore finale della temperatura dipende dalla temperatura ambiente, una variazione di questa temperatura è vista dal barretter come una variazione nella potenza incidente.

Quest'ultimo fenomeno è quantificato dalla sensibilità in temperatura TS (Temperature Sensivity) definita come la variazione di potenza apparente data dalla variazione di un grado della temperatura ambiente:

$$TS = \frac{\Delta P}{\Delta T_a} \quad \left[\frac{\mu W}{^\circ C} \right] \quad (12.43)$$

Valori tipici per TS sono dell'ordine di 10 $\mu W/^\circ C$.

Per caratterizzare un barretter nel suo complesso si utilizza un grafico in cui si riporta l'andamento della resistenza in funzione della potenza incidente (P_{IN}) per varie temperature ambiente (Fig. 12.38).

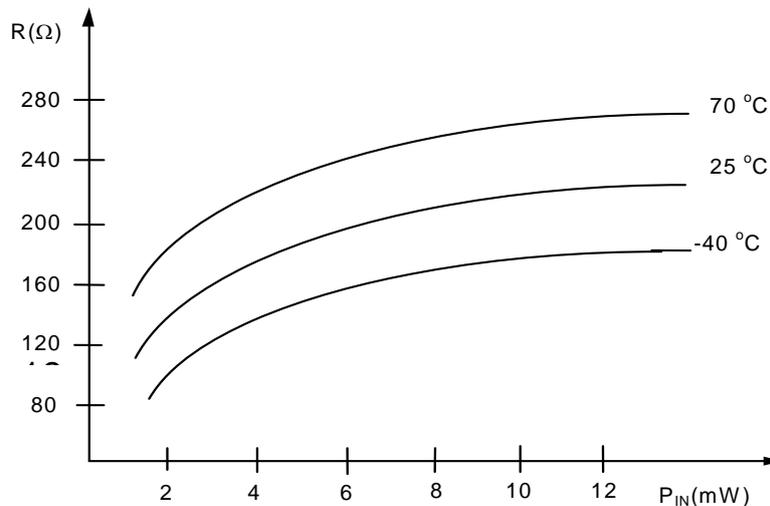


Fig. 12.38

In questo grafico la sensibilità del detector (DS) è legata alla pendenza delle curve mentre la sensibilità alla temperatura (TS) alla spaziatura tra di esse.

Termistori

I termistori sono realizzati con una sottile pasticca di semiconduttore posta tra due fili che la collegano all'esterno (Fig. 12.39).

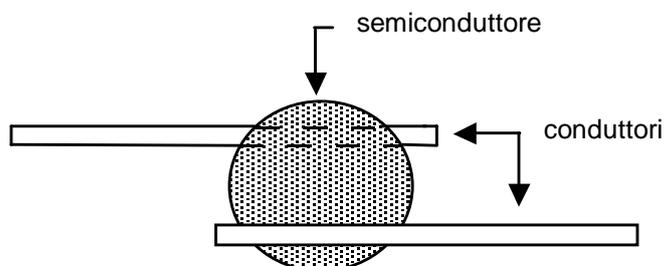


Fig. 12.39

Valori tipici di sensibilità (DS) per i termistori sono circa -100 (Ω/mW). Per i termistori DS è negativo in quanto nei semiconduttori la resistenza diminuisce al crescere della temperatura (e quindi della potenza incidente). La costante di tempo dei termistori è dell'ordine dei 10 ms. La TS ha valori di circa 100 $\mu\text{W}/^\circ\text{C}$. In Fig. 12.40 è riportato l'andamento della resistenza in funzione della potenza incidente.

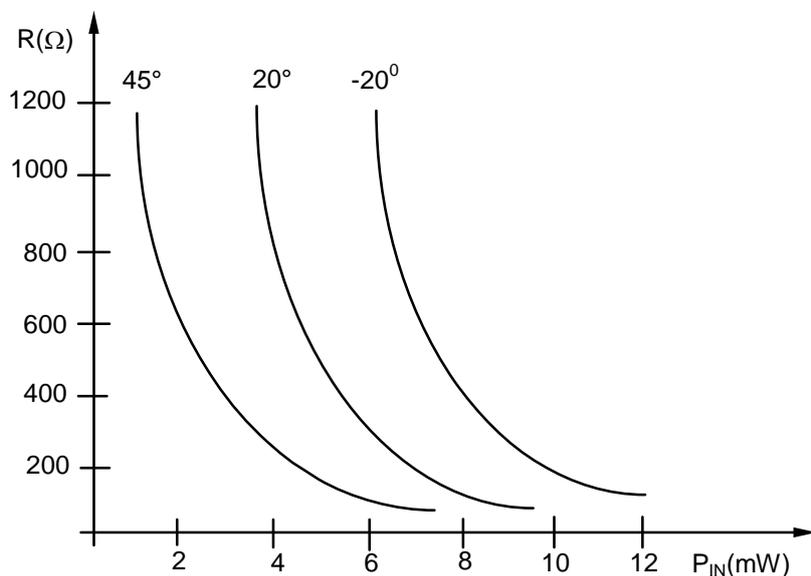


Fig. 12.40

Come si vede in ordinata si hanno valori di resistenza maggiori rispetto ai barretters (DS è più grande) ed anche la spaziatura tra le curve, legata alla temperatura ambiente, è maggiore (TS è più grande).

Montaggio dei bolometri

Il montaggio dei bolometri avviene di solito in cavo coassiale. Un problema che si presenta è quello dell'adattamento della sorgente a RF con il sensore. Infatti, i valori tipici della resistenza dei bolometri sono superiori ai 50Ω delle linee a microonde. Per risolvere questo problema si può utilizzare la struttura mostrata in Fig. 12.41.

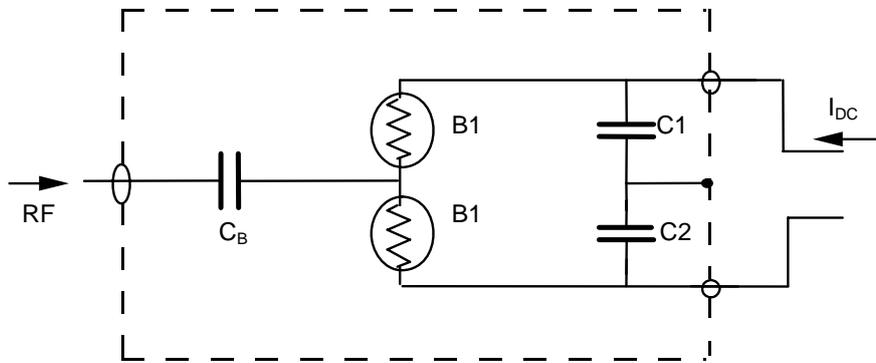


Fig. 12.41

B1 e B2 sono i bolometri che, se opportunamente alimentati, presentano una resistenza di 100Ω , C_B è un condensatore di blocco e serve per evitare che la continua della polarizzazione scorra nel circuito RF. C1, C2 sono invece dei corti per la RF ed evitano che questa passi verso l'alimentazione. La linea tratteggiata rappresenta la calza metallica del cavo. Per la corrente di alimentazione (I_{DC}) B1 e B2 sono in serie e presentano quindi una resistenza complessiva di 200Ω ; per la RF invece B1 e B2 sono in parallelo e si comportano come un'unica resistenza da 50Ω .

Sistema di misura

Dato l'andamento non lineare della resistenza in funzione della potenza di ingresso (Fig. 12.38 e 12.40) è difficile correlare direttamente la misura di resistenza alla potenza. Si preferisce quindi effettuare una misura a resistenza costante inserendo il bolometro in un ramo di un ponte di Wheatstone collegato come in Fig. 12.42 (ponte auto bilanciato).

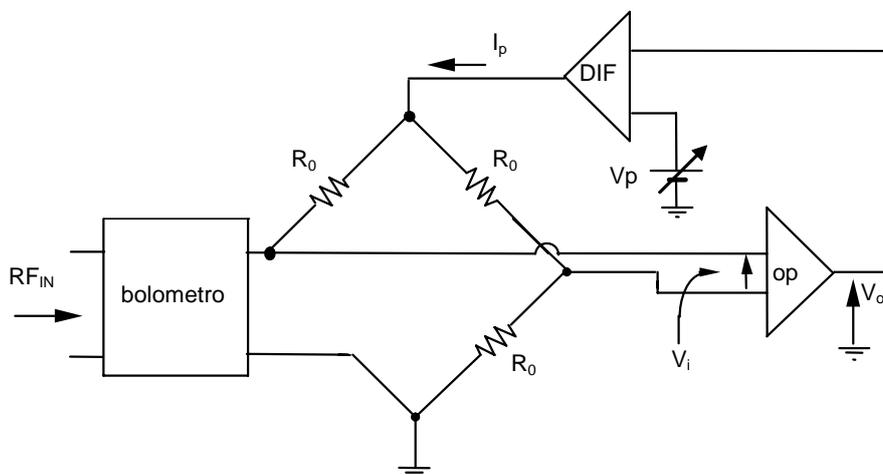


Fig. 12.42

La tensione di polarizzazione (V_p) fa scorrere una corrente in continua (I_p) che, per effetto Joule, provoca un aumento di temperatura, rispetto a quella dell'ambiente, nel bolometro. V_p viene variata in modo tale che la temperatura finale del bolometro dia luogo ad un valore di resistenza esattamente pari a R_0 , così da equilibrare il ponte ($V_0 = 0$).

Se si fa incidere il segnale a RF si ottiene una variazione della resistenza del bolometro e il ponte si squilibra. In questa situazione l'operazionale che ha l'ingresso sulla diagonale del ponte fornisce in uscita una certa V_0 che, a sua volta, causa una diminuzione della corrente in uscita dal differenziale. Alla diminuzione della corrente nel bolometro segue un abbassamento di temperatura tale da riportare l'elemento termometrico nella situazione di partenza ($R \cong R_0$). In pratica l'operazionale, riducendo la corrente nel bolometro, riduce la potenza in continua in esso dissipata della stessa quantità dissipata dal campo a RF. La lettura di V_0 è proporzionale alla variazione di corrente in continua (ΔI_p), quindi alla variazione di potenza in continua (ΔP_{DC}) e quindi alla potenza a radiofrequenza incidente (P_{RF}).

Un problema che si presenta in questi sensori è quello della loro estrema sensibilità alla temperatura ambiente (questo vale in particolare per i termistori). Per risolvere questo inconveniente si utilizzano dei sistemi con degli elementi di riferimento mantenuti a temperatura ambiente. Questo nuovo set-up di misura, detto ponte doppio self-balancing, è mostrato in Fig. 12.43.

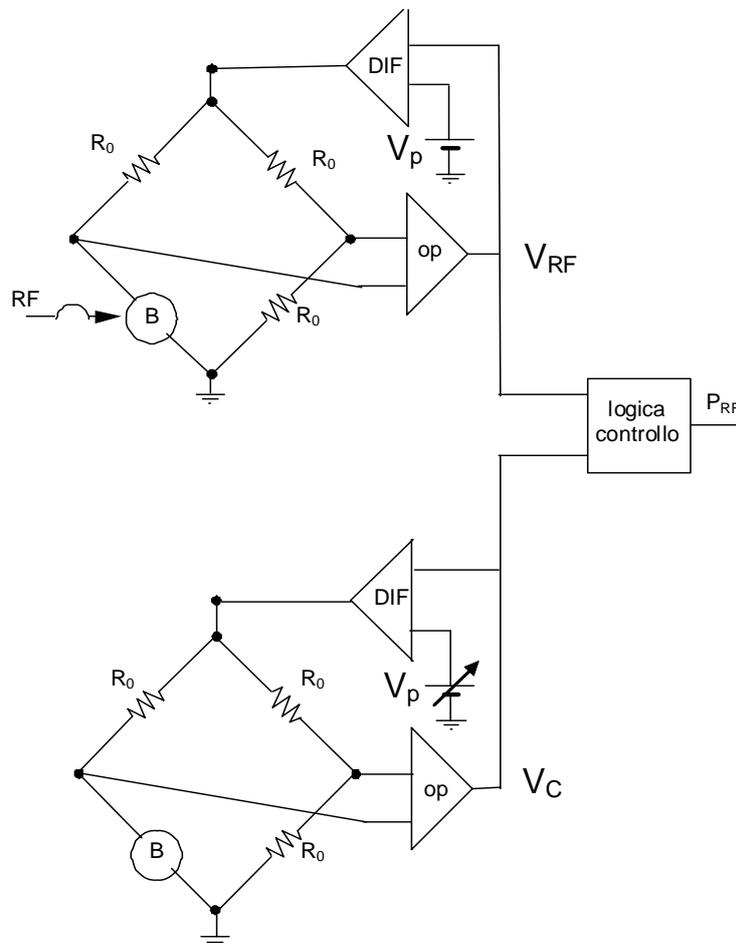


Fig. 12.43

Il misuratore è inizialmente azzerato agendo su V_P per portare V_C al valore di V_{RF} in assenza di RF ($V_C = V_{RF0}$). Dopo l'azzeramento se cambia la temperatura dell'ambiente cambia la resistenza del bolometro ma il ponte risponde cambiando la tensione al fine di mantenere il bilanciamento. Se poi si applica la RF al bolometro di misura la V_{RF} diminuisce per cui, misurando separatamente V_C e V_{RF} si può risalire al valore di P_{RF} .

Per l'inserimento del bolometro nel doppio ponte si può utilizzare il montaggio mostrato in Fig. 12.44.

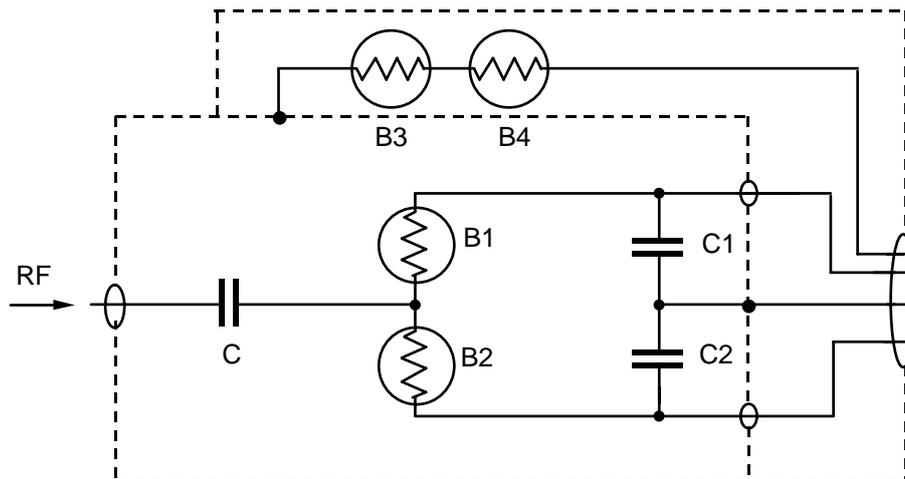


Fig. 12.44

I due elementi B1 e B2 sono esposti alla RF mentre gli altri due (B3 e B4) sono schermati ma posti vicino ai primi due e quindi circa alla stessa temperatura ambiente.

12.4.c Termocoppie

Il funzionamento delle termocoppie si basa sull'effetto "Seebeck" che è costituito dalla sovrapposizione degli effetti "Peltier" e "Thomson". L'effetto Peltier descrive la generazione di una forza elettromotrice (fem) alla giunzione tra due materiali diversi. Questa fem dipende dalle caratteristiche dei materiali e dalla temperatura della giunzione. In particolare il legame tra la fem e la temperatura è fortemente non lineare e viene linearizzato localmente ottenendo: $fem_p(T) = fem_p(T_0) + \pi (T - T_0)$, dove π è il coefficiente di Peltier i cui valori sono dell'ordine di ± 50 mV/°C a seconda della coppia considerata. L'effetto Thomson invece descrive la generazione di una fem ai capi di una barretta di materiale a cui sia stata scaldata un'estremità. Per effetto della maggiore agitazione termica degli elettroni all'estremità calda questi tendono a diffondere verso l'estremità fredda generando un campo elettrico (e quindi una fem) che tende ad opporsi alla diffusione. Il processo si interrompe quando si raggiunge l'equilibrio tra la corrente di diffusione e quella di conduzione. Anche

in questo caso il legame tra la fem e la temperatura può essere espresso come $fem_T(T) = fem_T(T_0) + \tau (T - T_0)$, dove τ è il coefficiente di Thomson i cui valori sono dell'ordine di $\pm 50 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ a seconda del materiale considerato.

Le termocoppie sono realizzate unendo due diversi elementi (tipicamente antimonio-bismuto o nitrito di tantalio-silicio n) come mostrato in Fig. 12.45. Se si porta la giunzione ad una temperatura T_1 (calda) diversa da quella ambiente T_2 (fredda), nella spira scorre una corrente.

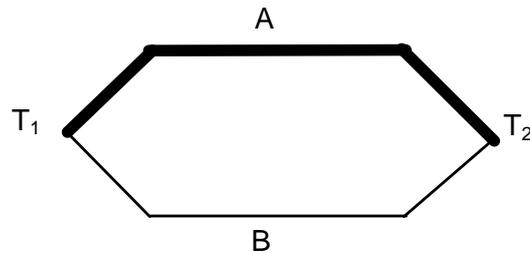


Fig. 12.45

Il funzionamento di una termocoppia (effetto Seebeck) può essere giustificato considerando la presenza contemporanea dei due effetti Peltier e Thomson. Infatti alle due giunzioni T_1 e T_2 si determinano due fem peltier che sono diverse a causa delle due diverse temperature delle giunzioni. Inoltre i due rami A e B sono sottoposti ad una differenza di temperatura per cui si originano due fem Thomson che saranno diverse visto che si ha a che fare con due materiali diversi.

Se nella spira uno dei due rami viene aperto ai suoi capi si genera una tensione V_0 che può essere correlata alla differenza di temperatura tra le due regioni con una relazione del tipo:

$$fem_S = a(T_1 - T_2) + b(T_1 - T_2)^2 + \dots \quad (12.44)$$

Per utilizzare la termocoppia come misuratore di potenza si fa incidere il campo su di un carico resistivo che quindi si scalda. Il carico resistivo (es nitrito di tantalio) costituisce un elemento della termocoppia ed è depositato sopra il secondo elemento (silicio n^+), gli altri due estremi dei materiali formano la giunzione fredda (Fig. 12.46).

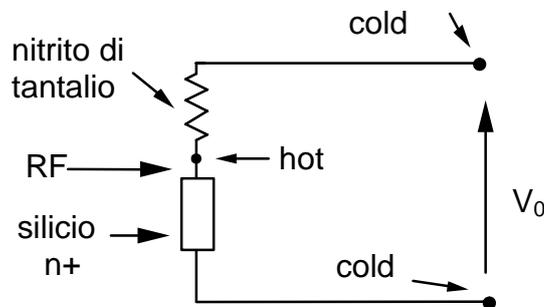


Fig. 12.46

In questo modo si riesce ad avere un carico a 50Ω ed una struttura di dimensioni contenute (bassa capacità termica e quindi risposte rapide). Un parametro utile per caratterizzare le termocoppie è la sensibilità definita come il rapporto tra la tensione (V_0) in uscita e la potenza incidente. Valori tipici di sensibilità per le termocoppie sono dell'ordine dei $100 \mu\text{V}/\text{mW}$.

Per aumentare la sensibilità del sensore un possibile schema consiste nel montare due elementi sullo stesso chip (Fig. 12.47).

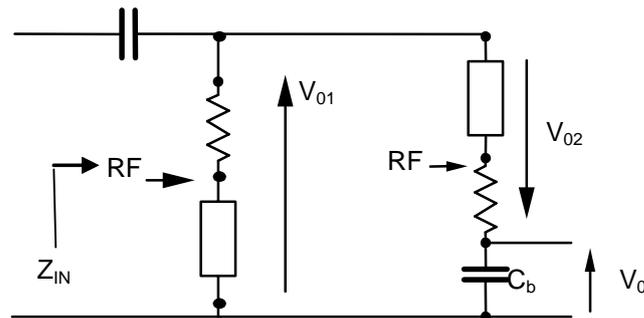


Fig. 12.47

Poiché C_b è un corto per la RF le due termocoppie sono in parallelo (sono dimensionate per presentare ciascuna una $R = 100 \Omega$) Le tensioni generate nelle termocoppie si sommano in serie ma si ottiene una sensibilità complessiva di circa $160 \mu\text{V}/\text{mW}$, minore della somma delle due sensibilità in quanto, per effetto della diffusione termica, si riduce il gradiente termico ai capi delle due termocoppie.

Un problema che si presenta nei sistemi che utilizzano termocoppie è quello dei bassi livelli di uscita. Per ovviare a questo inconveniente si utilizzano degli amplificatori in continua analoghi a quelli utilizzati nei sensori a diodo.

Con questi sensori possono misurarsi livelli di potenza compresi tra -30 dBm e $+20 \text{ dBm}$ (per potenze superiori il chip si surriscalda e si può rompere) a frequenze fino a circa 20 GHz .

12.4.d Incertezza nelle misure di potenza.

Nelle misure di potenza con i power meter intervengono quattro cause principali di incertezza che sono: la calibrazione del sensore, il disadattamento, sorgente carico, la sorgente di riferimento e l'elettronica di elaborazione.

Calibrazione del sensore

La potenza che viaggia verso il sensore (P_{IN}) differisce da quella che si va a dissipare sul sensore (P_{MIS}) perché il sensore non sarà perfettamente adattato ($\Gamma_D \neq 0$) ($R_D \neq 50 \Omega$) per cui parte della potenza viene riflessa ed

inoltre della potenza che entra non tutta viene dissipata sul sensore ovvero l'efficienza del sensore (η) non è unitaria per cui risulta:

$$P_{MIS} = P_{IN} \eta (1 - |\Gamma_D|^2) = K P_{IN}$$

dove K è il fattore di calibrazione che viene valutato in fabbrica con delle misure e comunque sarà noto con una certa incertezza.

Disadattamento

Quando si collega la sorgente al sensore, non solo il sensore non è perfettamente adattato ma anche la sorgente sotto misura avrà un coefficiente di riflessione in ingresso (Γ_G) diverso da zero. La potenza in ingresso al sensore (P_{IN}) risulta legata alla potenza del generatore chiuso su 50Ω (P_0) dalla relazione:

$$P_{IN} = P_0 / |1 - \Gamma_D \Gamma_G|^2$$

Si ha dunque un errore di disadattamento non direttamente correggibile perché Γ_D e Γ_G sono noti in modulo ma non in fase comunque possiamo sicuramente dire che l'errore massimo sarà $1/(1 \pm |\Gamma_D| |\Gamma_G|)^2$ che espresso in dB diventa: $20 \log_{10} (1 \pm |\Gamma_D| |\Gamma_G|)$. come si vede quindi per conoscere l'incertezza di disadattamento (che è uno dei contributi predominanti di incertezza) non basta conoscere le caratteristiche del power meter ma bisogna conoscere anche quelle della sorgente.

Sorgente di riferimento

Nei misuratori di potenza è utile disporre di un riferimento per la calibrazione dello strumento che si rende necessaria prima di ogni misura e quando si cambia il sensore. Nei misuratori di potenza che utilizzano bolometri questo riferimento è contenuto nel ponte autobilanciato, nei sistemi con termocoppie o diodi invece si inserisce nello strumento una sorgente la cui potenza di uscita è nota con notevole accuratezza. Per calibrare lo strumento si connette il sensore a questa uscita e si regola la scala di uscita dello strumento rispetto al valore noto di potenza. Comunque anche questa sorgente fornirà una potenza nota con una certa incertezza.

Elettronica di misura

Il segnale prodotto dal sensore viene tipicamente letto con un voltmetro digitale (DVM) che introdurrà delle sue incertezze legate ad esempio al fatto che la sua risposta in frequenza o in ampiezza non è perfettamente piatta

12.4.d Misuratori di radiazione

I misuratori di radiazione (Radiation Monitor) si utilizzano per valutare i livelli di campo elettromagnetico presenti nell'ambiente. In condizioni di campo lontano (Far-Field) il sensore può misurare indifferentemente il campo elettrico (\mathbf{E}) quello magnetico (\mathbf{H}) o la densità di potenza in quanto queste quantità sono correlate dall'impedenza d'onda del vuoto (377Ω).

$$P = \frac{1}{2} \frac{|\mathbf{E}|^2}{\eta} = \frac{1}{2} |\mathbf{H}|^2 \eta = \frac{E_{\text{eff}}^2}{\eta} = \eta H_{\text{eff}}^2 \quad (12.45)$$

Nel campo vicino (Near-Field) è invece necessario misurare il campo elettrico e quello magnetico indipendentemente e simultaneamente. Nel seguito verranno descritti alcuni dei sensori che si utilizzano per queste misure ed in particolare i dipoli corti caricati con diodi e con FET per la misura del campo elettrico e i loop caricati con diodi per la misura di quello magnetico.

Dipolo corto caricato con diodo Schottky

Quando non siamo interessati all'andamento temporale del campo ma solo al suo valore efficace è possibile misurare il campo elettrico utilizzando dei dipoli corti caricati con diodi Schottky. In Fig. 12.48.a è mostrato questo tipo di sensore.

Un dipolo corto immerso in un campo elettrico \mathbf{E}_i parallelo al suo asse può essere modellato come un generatore di tensione $\mathbf{V}_i = h_e \mathbf{E}_i$ dove h_e è detta altezza efficace del dipolo corto ($h_e \cong$ lunghezza del dipolo / 2) mentre R_R e C_R modellano l'impedenza di radiazione del dipolo (variabile con la frequenza) (Fig. 12.48.b).

In un ampio intervallo di frequenze è possibile trascurare l'impedenza di C_R rispetto a quella di R_R e ipotizzare un comportamento quadratico del diodo, per cui il circuito di Fig. 12.48.b diventa quello di Fig. 12.48.c. Come visto nel par. 8.8 la componente in continua (V_{oi}) della tensione di uscita del diodo Schottky è proporzionale alla potenza incidente sul diodo. Per trasferire la tensione continua verso la strumentazione elettronica a valle dell'antenna si utilizzano delle linee ad elevata resistenza e quindi dissipative, in modo da ridurre a livelli trascurabili le correnti che, indotte in esse dalle armoniche del diodo o direttamente dal campo elettromagnetico, verrebbero trasferite a valle. Con questa struttura la tensione in continua di uscita sarà: $V_{oi} = kh_e^2 |\mathbf{E}_i|^2$.

Se si riporta in funzione della frequenza la funzione di trasferimento $T(f)$ dell'antenna, definita come il rapporto tra la tensione di uscita (V_{oi}) ed il modulo del campo elettrico incidente ($|\mathbf{E}_i|$) si ottengono andamenti simili a quelli riportati in Fig. 12.49. Come si vede la risposta risulta estremamente piatta a partire dalla frequenza di taglio inferiore, legata al condensatore C_R , fino alla frequenza f_s di risonanza del dipolo che è quella frequenza per cui la lunghezza del dipolo è circa pari a $\lambda/2$.

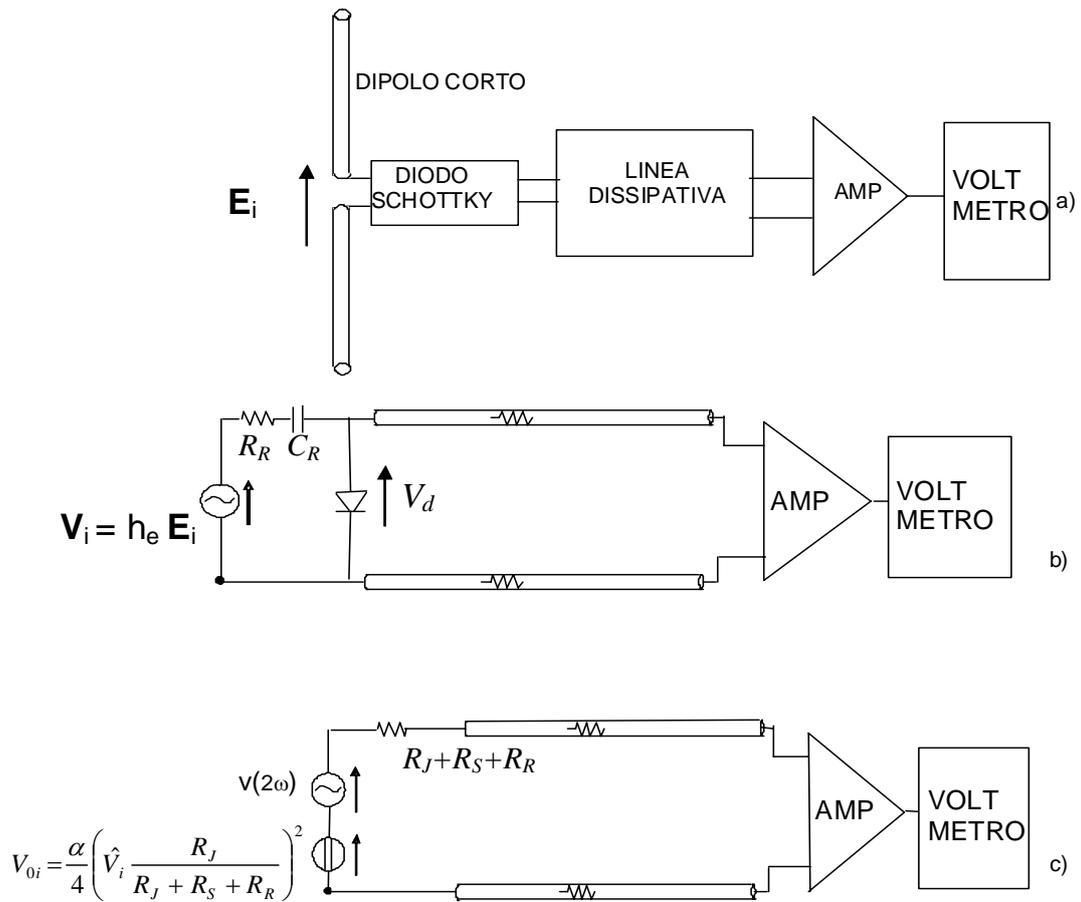


Fig. 12.48

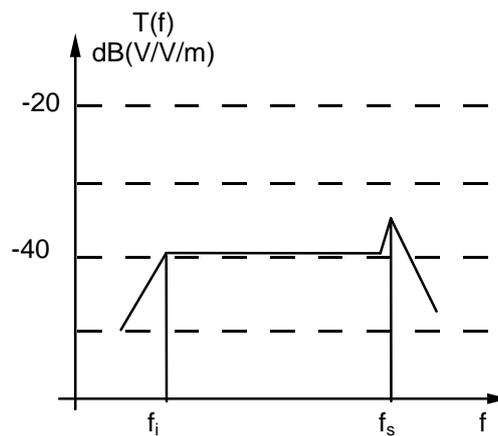


Fig. 12.49

Per la misura del valore efficace del campo elettrico totale si utilizzano tre dei dipoli ora descritti disposti mutuamente ortogonali (Fig. 12.50.a).

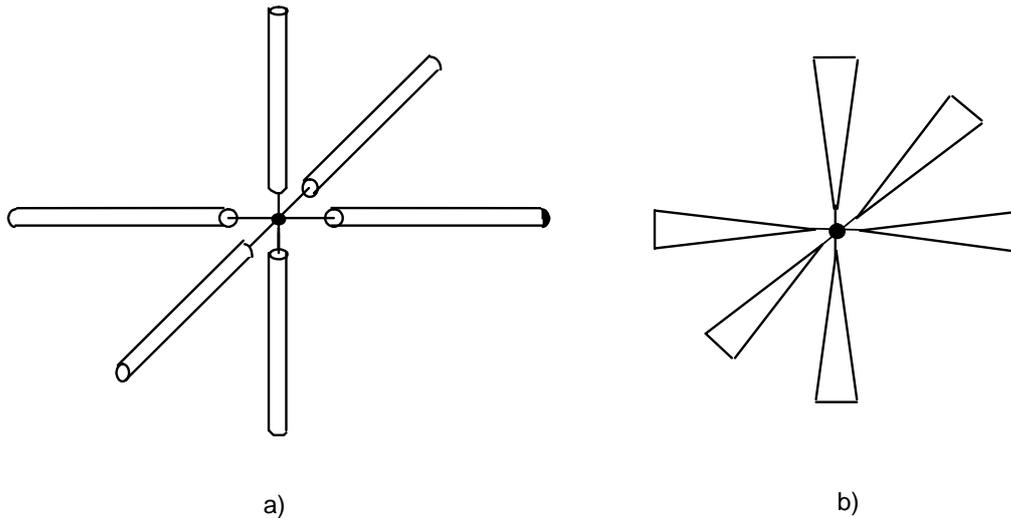


Fig. 12.50

In presenza di un campo armonico nel diodo posto al centro del dipolo (non mostrato in Fig. 12.50) è presente una tensione in continua (V_{0i}). Considerando l'insieme dei tre diodi, ed inviandone l'uscita in un sommatore si ha:

$$V_0 = V_{0x} + V_{0y} + V_{0z} = K_E (|\mathbf{E}_x|^2 + |\mathbf{E}_y|^2 + |\mathbf{E}_z|^2) = K_E |\mathbf{E}|^2 \quad (12.46)$$

Come detto in precedenza, la frequenza di risonanza limita la frequenza massima che può essere rivelata con questi sensori. Per aumentare questa frequenza si utilizzano dei dipoli rastremati (Fig. 12.50.b). Uno studio dettagliato di questa struttura mostra che con essa si riesce ad estendere notevolmente la banda di funzionamento del sensore. L'aumento della banda viene ottenuto a discapito della sensibilità cioè del minimo campo che può essere misurato. In generale, con sensori a diodo, non si riescono a misurare campi inferiori a 0.2 V/m. Per aumentare la sensibilità si possono utilizzare dei dipoli a $\lambda/2$. Con queste antenne si ottiene una maggiore sensibilità grazie al loro maggiore guadagno ma il funzionamento è usualmente limitato a frequenze nell'intorno della risonanza del dipolo.

Dipolo corto caricato con FET

Le antenne a dipolo corto caricate con dei transistor ad effetto di campo (FET) (Fig. 12.51.a) si utilizzano quando si vuole migliorare la sensibilità del sensore. Il circuito equivalente di questo sensore è mostrato in Fig. 12.51.b.

La tensione V_i del generatore è data da:

$$V_i = h_e \mathbf{E}_i \quad (12.47)$$

dove \mathbf{E}_i è la componente del campo elettrico parallela all'asse dell'antenna, h_e è l'altezza efficace del dipolo corto, $Z_R = 1/j\omega C_R + R_R$ è l'impedenza d'ingresso del dipolo e $Z_L = R_L // 1/j\omega C_L$ è l'impedenza d'ingresso del FET.

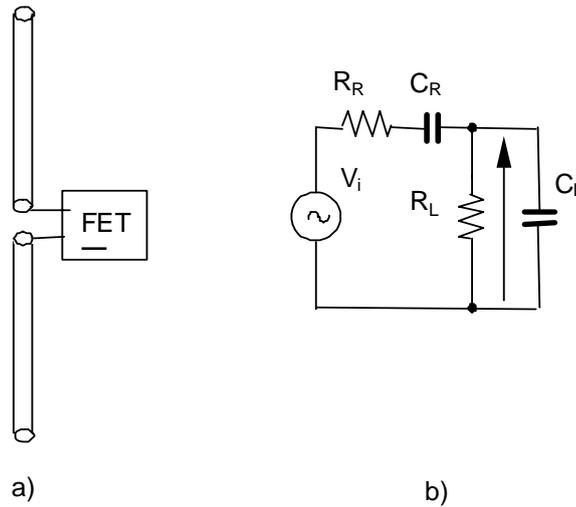


Fig. 12.51

Poiché per un dipolo corto l'impedenza d'ingresso è essenzialmente di tipo capacitivo ($1/j\omega C_R \gg R_R$) e anche l'impedenza d'ingresso del FET è essenzialmente capacitiva ($1/j\omega C_L \ll R_L$) si ha:

$$V_L(f) \cong \frac{h_e E_i}{1 + \frac{C_L}{C_R}} \quad (12.48)$$

La funzione di trasferimento $T(f)$ dell'antenna, definita come il rapporto tra la tensione di uscita V_L e il campo elettrico incidente sul dipolo è ottenibile dalla (12.48). L'andamento è simile a quello riportato in Fig 12.50 dove la frequenza di taglio inferiore è data da $f_i = 1/[2\pi(C_R + C_L) R_L]$.

Anello caricato con diodo Schottky

Per le misure di campo magnetico si utilizzano delle antenne ad anello (loop antennas). L'esempio più semplice è costituito da un anello collegato ad un diodo schottky e ad una linea dissipativa (Fig. 12.52.a). Il circuito equivalente del sensore è mostrato in Fig. 12.52.b nel quale L rappresenta l'induttanza associata al loop. Nel circuito si ha: $V_i = -j\omega\mu H_i NS$ dove H_i è la componente del campo magnetico normale al piano dell'anello, N è il numero di spire, ed S è la loro area. Se si schematizza il diodo con una resistenza in parallelo alla sua capacità di giunzione (modello lineare) si ottiene il circuito di Fig. 12.52.c. In Fig. 12.52.d è mostrata la funzione di trasferimento $T(f)$ (definita come il rapporto tra la tensione sul carico V_L e il modulo del campo H_i in funzione della pulsazione normalizzata ω/ω_0 (con $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_D}$).

Come si vede è presente una risonanza alla pulsazione ω_0 che è caratterizzata da un fattore di qualità $Q = R_D/\omega_0 L = \omega_0 C_D R_D$. Per rendere la risposta del sensore piatta si deve ridurre il fattore di qualità Q . Questo viene fatto aggiungendo all'anello una ulteriore resistenza e due capacità. Il circuito finale, comprendente anche il diodo Schottky è mostrato in Fig. 12.53.a.

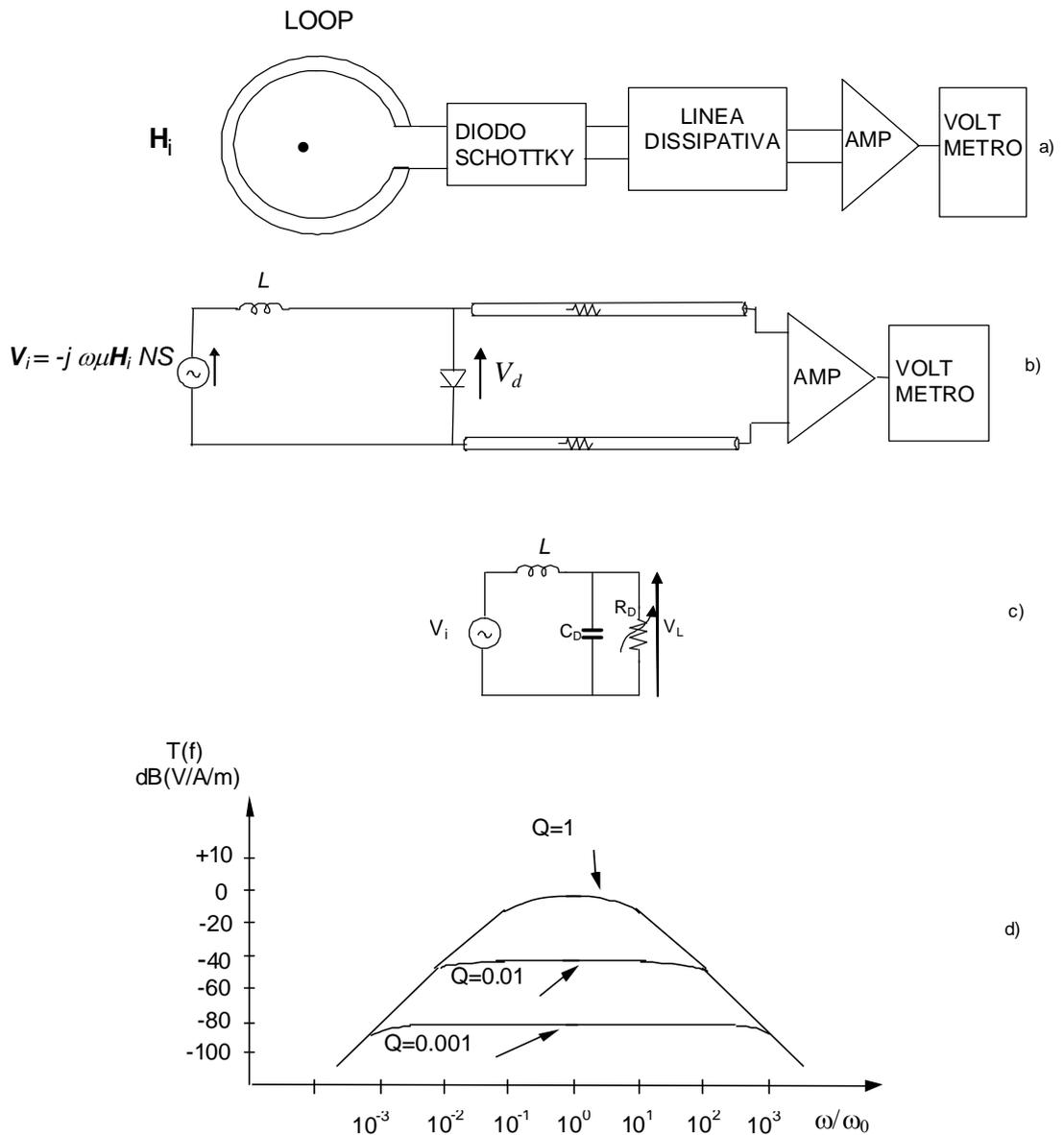
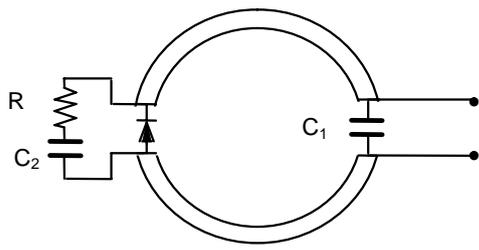


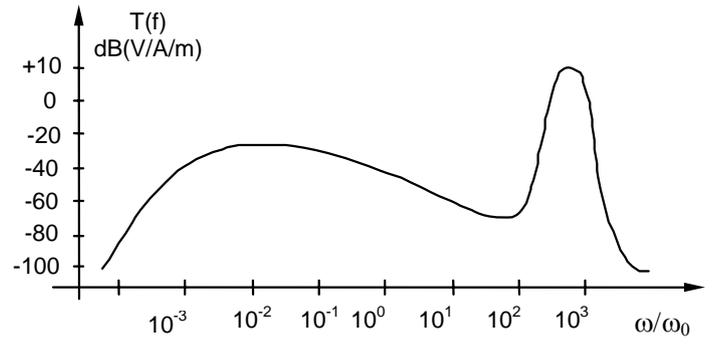
Fig. 12.52

L'effetto di R è quello di ridurre il Q mentre C_1 e C_2 si inseriscono per traslare la risonanza a frequenze più basse. In Fig. 12.53.b è mostrata la funzione di trasferimento che si ottiene in queste condizioni.

Il limite inferiore di funzionamento è determinato dalla frequenza di risonanza del circuito mentre quello superiore dalla risonanza dell'anello che si ha quando la sua lunghezza complessiva raggiunge il valore di $\lambda/2$. Anche in questo caso si possono utilizzare tre anelli mutuamente ortogonali per realizzare dei sensori isotropi.



a)



b)

Fig. 12.53